

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Modelação e Controlo de Conversor DC/AC para
interligação de painéis fotovoltaicos à Rede**

José Pedro Pinto Teixeira Marques

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Armando Luís Sousa Araújo

Julho de 2009

Resumo

Este documento foi elaborado no âmbito da disciplina de dissertação, inserida no plano de estudos do 5º ano do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no 2º semestre do ano lectivo de 2008/2009.

Desde o aparecimento do petróleo e da descoberta das suas capacidades energéticas que este tem sido um dos principais elementos usados para a produção de energia eléctrica. Trata-se, no entanto, de um elemento não renovável, que demora milhares de anos a ser criado, uma vez utilizado não poderá ser repostado.

As energias renováveis, entre elas a energia fotovoltaica, aparecem como boas alternativas para a produção de energia eléctrica. Este aumento da procura dos sistemas fotovoltaicos tem originado um constante desenvolvimento na busca de sistemas mais compactos, eficientes e económicos. Assim, nesta tese, será apresentado um conversor DC/AC para interligação de painéis fotovoltaicos à rede de energia doméstica a 230V, 50 Hz.

Numa primeira fase será apresentado o modelo de simulação de painéis fotovoltaicos, com o programa PSIM®. Numa segunda fase será apresentado o algoritmo MPPT responsável por obter do painel fotovoltaico o máximo de potência possível em todo o instante de tempo. Finalmente, utilizando a ferramenta Matlab®, será implementado um controlador de modo a conferir imunidade a perturbações, e permitir o controlo das grandezas desejadas.

Para verificar a validade do projecto, o funcionamento do conversor é analisado, recorrendo à ferramenta de simulação PSIM®, para comprovar que é capaz de transferir a energia produzida por painéis fotovoltaicos para a rede, utilizando apenas um andar de conversão.

Abstract

This document was written under the dissertation discipline, included in the 5th year of the Integrated Masters Degree in Electrical and Computer Engineering, of the Faculty of Engineering, at University of Porto, in the 2nd semester of the academic year 2008/2009.

Since its emergence and the discovery of its capacity to generate power, oil has been a key element used to produce electricity. It is, however, a non-renewable element. It takes thousands of years to be created, and once it's used, it cannot be reset.

Renewable energies, including photovoltaics, are good alternatives for the production of electricity. This increase in demand for photovoltaic systems has resulted in a constant development in the search for the most compact, efficient and economic one. Thus, this thesis will present and simulate a DC/AC converter, which connects photovoltaic panels to domestic energy network up to 230V, 50 Hz.

In a first phase the simulation model of photovoltaics panels will be presented, using software PSIM®. Then the MPPT algorithm responsible to get the maximum of possible power of the photovoltaics panels in each instant of time will be presented. Finally, using the Matlab® tool, a controller will be implemented in order to confer immunity the disturbances, and to allow the control of the desired largenesses.

To verify the validity of the project, the functioning of the converter is analyzed, appealing the tool of simulation PSIM®, to prove that it is capable to transfer the energy produced for photovoltaics panels to the grid, being used only one to walk of conversion.

Agradecimentos

Quero agradecer ao Professor Dr. Armando Luís Sousa Araújo pela competência com que orientou esta minha tese e o tempo que generosamente me dedicou transmitindo-me os melhores e mais úteis ensinamentos, com paciência e compreensão.

Agradeço aos meus pais pela sua compreensão, dedicação, e apoio ao longo destes anos do curso.

Quero também agradecer aos meus colegas de curso pelos anos inesquecíveis passados e cujo apoio e companheirismo permitiram concluir esta tese.

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vii
Índice.....	ix
Lista de figuras	xii
Lista de tabelas	xvii
Abreviaturas e Símbolos	xviii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Objectivos do Trabalho	2
1.2 - Estrutura do Trabalho.....	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte.....	5
2.1 - Sistemas Fotovoltaicos	5
2.1.1 - Sistemas Fotovoltaicos Ligados à Rede Eléctrica	6
2.1.2 - Sistemas Fotovoltaicos Híbridos	7
2.1.3 - Sistemas Fotovoltaicos Autónomos.....	8
2.1.3.1 - Carga DC sem armazenamento de energia	8
2.1.3.2 - Carga DC com armazenamento de energia	9
2.1.3.3 - Carga AC sem armazenamento de energia	10
2.1.3.4 - Carga AC com armazenamento de energia	10
2.2 - Esquemas de Princípio de Sistemas de Conversão de Energia Fotovoltaica	11
2.3 - Topologias utilizadas em Sistemas Fotovoltaicos	14
2.3.1 - Central Inverters	14
2.3.2 - Module Integrated ou AC Module	15
2.3.3 - Multi String Inverters	16
2.3.4 - Modular ou Team Concept	17
2.4 - Conversores Single-Stage	18
2.5 - Conversores DC/DC	19
2.5.1 - DC/DC Não-Isolados	21
2.5.1.1 - Step-Down ou Buck	21
2.5.1.2 - Step-Up ou Boost.....	23
2.5.1.3 - Step-Up/Down ou Buck-Boost.....	24

2.5.1.3.1 - Modo de condução contínua	26
2.5.1.3.2 - Limite entre o modo de condução contínua e descontinua	27
2.5.1.3.3 - Modo de condução descontinua	29
2.6 - Conclusões	30
Capítulo 3	32
Modelação dos Painéis Fotovoltaicos	32
3.1 - Introdução	32
3.2 - Modelo Eléctrico de Princípio de um Pannel Fotovoltaico	33
3.3 - Equações Associadas a um Pannel Fotovoltaico [34, 35]	34
3.4 - Efeitos dos factores meteorológicos nas características eléctricas dos módulos fotovoltaicos	36
3.4.1 - Radiação Solar	36
3.4.2 - Temperatura	37
3.5 - Implementação em PSIM®	39
3.6 - Resultados da simulação	39
3.6.1 - Variação da Radiação Solar	39
3.6.2 - Variação da Temperatura	41
3.6.3 - Conclusão	42
3.7 - Controlo Maximum Power Point Tracking - MPPT	42
3.7.1 - Métodos de Controlo MPPT	43
3.7.1.1 - Método Tensão Constante (CV)	43
3.7.1.2 - Método Perturbação e Observação (P&O)	45
3.7.1.3 - Método Hill Climbing (HC)	47
3.7.1.4 - Método Hill Climbing modificado (HC)	48
3.7.1.5 - Condutância Incremental (IncCond)	49
3.7.1.6 - Conclusões	51
Capítulo 4	54
Desenvolvimento de Conversor <i>Single-Stage</i>	54
4.1 - Conversor Single-Stage	54
4.2 - Escolha da topologia [27]	54
4.3 - Modelação em espaço de estados [28, 29]	56
4.3.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas	56
4.3.2 - Equações de estado	57
4.3.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema	59
4.4 - Modelação do conversor proposto em espaço de estados	63
4.5 - Verificação da validade dos modelos obtidos para o conversor	71
4.5.1 - Validação do modelo da média do conversor proposto	72
4.5.2 - Validação do modelo da média linearizado do conversor proposto	75
4.6 - Controlador MPPT	81
4.6.1 - Introdução	81
4.7 - Conclusões	84
Capítulo 5	87
Controlador	87
5.1 - Introdução	87
5.2 - Malha de realimentação	88
5.2.1 - Estabilidade	90
5.3 - Características dos Controladores	91
5.4 - Tipos de Controladores	94
5.4.1 - Compensador por avanço de fase ou PD	94
5.4.2 - Compensador por atraso de fase ou PI	97
5.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase ou PID	99
5.5 - Implementação do controlador para o conversor proposto	100
5.5.1 - Dimensionamento do controlador	101
5.5.2 - Implementação do Compensador	104
5.5.3 - Implementação da malha de realimentação	106

5.6 - Esquema do Controlador associado ao Conversor proposto	107
5.7 - Teste do sistema proposto	108
5.7.1 - Valor da referência de Corrente Constante	110
5.7.2 - Controlo MPPT mantendo as condições de funcionamento dos painéis constantes ..	115
5.7.3 - Controlo MPPT com variação da Radiação Solar e Temperatura constante.....	116
5.7.4 - Controlo MPPT com variação da Temperatura e Radiação Solar constante.....	118
5.7.5 - Conclusões	119
Capítulo 6	121
Conclusões e Desenvolvimento Futuro	121
6.1 - Conclusões	121
6.2 - Desenvolvimentos Futuros.....	123
Referências	125

Lista de figuras

Figura 2.1: Sistemas fotovoltaicos ligados à rede eléctrica.....	7
Figura 2.2: Sistemas fotovoltaicos híbridos.	8
Figura 2.3: Sistema fotovoltaico isolado com carga DC sem armazenamento de carga.	9
Figura 2.4: Sistema fotovoltaico isolado com carga DC com armazenamento de carga.	9
Figura 2.5: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC sem armazenamento de carga.....	10
Figura 2.6: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC e controlo MPPT.....	10
Figura 2.7: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC com armazenamento de carga.	11
Figura 2.8: Curvas características de um painel fotovoltaico [5, 11].	12
Figura 2.9 Configurações dos Inversores fotovoltaicos [5].	12
Figura 2.10: Sistema de conversão de energia fotovoltaico com conversão intermédia DC/DC [5, 11].	13
Figura 2.11: Sistema de conversão de energia fotovoltaico sem conversão DC/DC [5, 11]. ...	14
Figura 2.12: <i>Central Inverter</i>	15
Figura 2.13: <i>Module Integrated</i>	16
Figura 2.14: <i>Multi String Inverter</i>	17
Figura 2.15: <i>Team Concept</i>	18
Figura 2.16: Conversor DC/DC e forma de onda da tensão de saída.	20
Figura 2.17: Conversor DC/DC <i>Step-Down</i> ou <i>Buck</i>	21
Figura 2.18: Formas de onda associadas ao conversor DC/DC <i>step-down</i> ou <i>Buck</i> típicas nos modos de condução contínua e descontinua.	22
Figura 2.19: Conversor DC/DC <i>step-up</i> ou <i>Boost</i>	23
Figura 2.20: Formas de onda típicas do conversor DC/DC <i>step-up</i> ou <i>Boost</i>	24
Figura 2.21: Conversor DC/DC <i>step-up/down</i> ou <i>Buck-Boost</i> [12].	25

Figura 2.22: Formas de onda do modo de condução contínua ($i_L > 0$) [10].	26
Figura 2.23: a) T on; b) T [10].	27
Figura 2.24: Conversor <i>buck-boost</i> : Limite entre o modo de condução contínua e descontínua [10].	28
Figura 2.25: Formas de onda do modo de condução descontínua [10].	29
Figura 2.26: Características do conversor buck-boost mantendo V_{out} constante [10].	30
Figura 3.1: Curvas características de um painel fotovoltaico	33
Figura 3.2: Circuito equivalente do painel fotovoltaico ligado a uma carga: (a) modelo ideal e (b) modelo real.	34
Figura 3.3: Curva I/V em função da radiação solar	37
Figura 3.4: Variação da temperatura na curva I/V de um painel fotovoltaico.	38
Figura 3.5: Curva característica P vs V para a variação de temperatura e radiação solar.	38
Figura 3.6: Modelo eléctrico implementado em PSIM®.	39
Figura 3.7: Curva I/V em função da radiação solar	40
Figura 3.8: Curva de potência em função da radiação solar	40
Figura 3.9: a) Curva I/V em função da temperatura; b) Curva I/V fornecida pelo fabricante	41
Figura 3.10: Curva de potência em função da temperatura	41
Figura 3.11: Bloco de Simulação implementado em PSIM®	42
Figura 3.12: Simulação do método de Tensão Constante (CV) para variação da radiação solar [47].	44
Figura 3.13: Sinal do dP/dV em posições diferentes sobre a curva da potência.	45
Figura 3.14: Fluxograma do método P&O.	46
Figura 3.15: Simulação do método de P&O para variação da radiação solar.	46
Figura 3.16: Algoritmo MPPT <i>Hill Climbing</i> .	47
Figura 3.17: Simulação do método Hill Climbing com variação da radiação solar [47].	48
Figura 3.18: Algoritmo MPPT <i>Hill Climbing</i> modificado.	49
Figura 3.19: Algoritmo MPPT Condutância Incremental.	50
Figura 3.20: Simulação do método Condutância Incremental com variação da radiação solar [47].	51
Figura 4.1: Conversor proposto [27]	55
Figura 4.2: Diagrama de blocos de sistema linear, contínuo no tempo, representado no espaço de estados [31].	59

Figura 4.3: Estados I e III do conversor proposto.....	64
Figura 4.4: Estados II e IV do conversor proposto.....	66
Figura 4.5: Circuito simplificado equivalente do Conversor proposto.....	69
Figura 4.6: Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado.....	69
Figura 4.7: Diagrama de blocos do controlo clássico.....	70
Figura 4.8: Diagrama de blocos implementado em Simulink para obter a Função de Transferência (4.54).	70
Figura 4.9: Diagrama de blocos do controlo clássico simplificado.	71
Figura 4.10: Circuito de simulação de valores instantâneos em PSIM.	71
Figura 4.11: Simulação do modelo de média em <i>Simulink</i>	72
Figura 4.12: (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado média de comutação para condução contínua com duty-cycle d , usando fontes controladas. (c) modelo aproximado média de comutação usando transformador ideal. [28].....	72
Figura 4.13: Circuito de simulação do modelo de média de conversor em PSIM.	73
Figura 4.14: Resposta do circuito instantâneo (V_o) e do circuito de média (V_{o_media}).	73
Figura 4.15: Respostas obtidas com o modelo da média para diferentes valores de tensão de entrada, $v_{in}=8V$ (cima), $v_{in}=12V$ (meio) e $v_{in}=16V$ (baixo): (a) PSIM; (b) <i>Simulink</i>	74
Figura 4.16: Respostas obtidas com o modelo da média para diferentes valores de carga, R : (a) PSIM; (b) <i>Simulink</i> , $R=2\Omega$ (amarela), $R=10\Omega$ (roxa) e $R=20\Omega$ (azul).....	75
Figura 4.17: Modelo de média de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [28].	76
Figura 4.18: Circuito de simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM.....	77
Figura 4.19: Simulação da linearização do modelo de média no <i>Simulink</i>	78
Figura 4.20: Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=0.01$: (a) no modelo da média em PSIM e no circuito de linearização em PSIM; (b) no modelo linearizado em espaço de estados no <i>Simulink</i>	78
Figura 4.21: Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=-0.01$: (a) no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização em PSIM; (b) no modelo linearizado em espaço de estados no <i>Simulink</i>	79
Figura 4.22: Respostas obtidas quando se introduz uma perturbação na tensão de entrada, $\tilde{v}_{in}=3V$ no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização do conversor em PSIM.....	80
Figura 4.23: Respostas obtidas quando se introduz uma perturbação na tensão de entrada, $\tilde{v}_{in}=-3V$ no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização do conversor em PSIM.	80

Figura 4.24: Simulação da função de transferência $T_p(s)$ em Simulink.....	80
Figura 4.25: Resultados obtidos na simulação da função de transferência, variando o ciclo activo: $\tilde{d} = 0.01$ (a), e $\tilde{d} = -0.01$ (b).	81
Figura 4.26: Algoritmo MPPT implementado [27]	82
Figura 4.27: Esquema do detector de máximo e algoritmo MPPT implementado [27].	83
Figura 5.1: Conversor proposto com malha de realimentação.....	88
Figura 5.2: Diagrama de blocos de uma malha de realimentação.	88
Figura 5.3: Diagrama de blocos de uma malha de realimentação.	89
Figura 5.4: Definição de margem de fase e margem de ganho.	91
Figura 5.5: Relação entre o coeficiente de amortecimento e margem de fase.	93
Figura 5.6: Resposta ao degrau para diferentes Q	93
Figura 5.7: Diagrama de Bode de um compensador por avanço de fase.	95
Figura 5.8: Relação entre a fase e as frequências de um compensador por avanço.....	96
Figura 5.9: Diagrama de Bode de um compensador por atraso de fase típico.	97
Figura 5.10: Diagrama de Bode de $\frac{1}{(1 + T(s))}$ de um sistema com compensador por atraso de fase.	99
Figura 5.11: Diagrama de Bode de um compensador por avanço e atraso de fase típico.....	100
Figura 5.12: Lugar das Raízes de $T_i(s)$	103
Figura 5.13: Diagrama de Bode de $T_i(s)$	103
Figura 5.14: Diagrama de Bode de $T_i(s)$ e $G_c(s)$	104
Figura 5.15: (a) Lugar geométrico de raízes; (b) Zoom do Lugar geométrico das raízes;	105
Figura 5.16: Diagrama de bode em malha fechada.....	105
Figura 5.17: Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.....	106
Figura 5.18: Rejeição ao ruído do sistema em malha fechada.	106
Figura 5.19: Esquema de controlo do conversor proposto.....	107
Figura 5.20: Ponte H	108
Figura 5.21: Modelo do conversor desenvolvido implementado em PSIM®	109
Figura 5.22: Corrente na bobina L_1	110
Figura 5.23: Tensão no condensador V_{C1}	111
Figura 5.24: Corrente na bobina L_2	111

Figura 5.25: (a) Corrente à saída do conversor, i_L ; (b) Tensão saída do conversor;	112
Figura 5.26: (a) Corrente à saída do conversor, i_L ; (b) Tensão saída do conversor;	112
Figura 5.27: Erro Absoluto entre a corrente de referência e a corrente obtida e a sua média.....	113
Figura 5.28: Tensão no condensador C_2	113
Figura 5.29: Harmônicos de corrente de saída do conversor	114
Figura 5.30: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M	115
Figura 5.31: Radiação solar aplicada aos painéis fotovoltaicos	116
Figura 5.32: Variação da radiação solar com a temperatura constante: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M	117
Figura 5.33: Temperatura aplicada aos painéis fotovoltaicos	118
Figura 5.34: Variação da temperatura com a radiação solar constante: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M	118

Lista de tabelas

Tabela 2.1: Sumário das principais normas que regulamentam a ligação à rede de sistemas fotovoltaicos [11].	19
Tabela 3.1: Características do Painel Fotovoltaico	39
Tabela 4.1: Variáveis para o modelo em espaço de estados.	63
Tabela 4.2: Estados de funcionamento associados ao conversor desenvolvido.	64

Abreviaturas e Símbolos

MPP - *Maximum Power Point*

MPPT - *Maximum Power Point Tracker*

PV - *Photovoltaic*

PWM - Pulse Width Modulation

THD - Total Harmonic Distortion

AC - Tensão/corrente alternada

DC - Tensão/corrente continua

C_m - Parâmetro constante para o método modificado *Hill Climbing*

I_{MPPT} - Corrente no ponto de potência máxima

I_{sc} - Corrente de curto-circuito

J_0 - Coeficiente de temperatura da corrente do painel

M - Índice de modulação da onda de corrente

V_{MPPT} - Tensão do painel no ponto de potência máxima

V_{OC} - Tensão de circuito aberto

F_s - Frequência de Comutação

T_s - Intervalo de Comutação

T_{ON} - Intervalo de Condução Interruptor

A - Ampere

D - Ciclo activo ou duty-cycle

dB - Decibel

F - Farad

f_c - Frequência de travessia

H - Henry

Hz - Hertz

I_o - Corrente de saída

° - Grau

rad - Radianos

s - Segundo

V - Volt

V_{in} - Tensão de entrada

V_o - Tensão de saída

W - Watt

ζ - Coeficiente de amortecimento

τ - Constante de tempo

φ_m - Margem de fase

ω - Frequência angular

Ω - Ohm

ω_c - Frequência angular de travessia

q - Carga do electrão (1.602×10^{-19})

K - Constante de Boltzman (1.38×10^{-23})

Capítulo 1

Introdução

A busca pelo domínio de fontes de energia pelo homem começou há 500.000 anos atrás, quando o homem primitivo passou a controlar o fogo, aproveitando essa forma de energia para aquecê-lo, afastar predadores e preparar alimentos. Desde então o homem foi descobrindo novas fontes e formas de energia e criando dispositivos para utilizá-las a seu favor. As fontes de energia passaram a ser vital para sobrevivência e evolução do homem. Assim, devido à grande importância da energia para a humanidade nos dias de hoje, são incessantes as pesquisas que visam o desenvolvimento e aprimoramento de técnicas de obtenção de energia, com o objectivo principal de conciliar grande capacidade de geração, baixo custo e um mínimo impacto ao meio ambiente.

O Sol é a mais importante fonte de energia do nosso planeta. Ele fornece $1,5 \times 10^{18}$ kWh de energia anualmente à Terra nas formas de luz e calor, energia correspondente a 10.000 vezes o consumo mundial no mesmo período. É ainda uma fonte de energia inesgotável na escala terrestre de tempo [1].

Actualmente, a forma de energia mais importante é a eléctrica que pode ser transportada ininterruptamente a longas distâncias, distribuída a diversos pontos simultaneamente e convertida nas mais diversas formas de energia como luminosa, mecânica, química e térmica.

O Efeito Fotovoltaico que transforma directamente a energia luminosa solar em corrente eléctrica concilia a fonte mais importante, o Sol, com a principal forma de energia, a eléctrica. Relatado por Edmond Becquerel, em 1839, o Efeito Fotovoltaico pode ser explicado sucintamente como o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura de material semicondutor, produzida pela absorção da luz. Essas estruturas de material semicondutor são denominadas de Células Fotovoltaicas [2].

As Células Fotovoltaicas são as unidades básicas de geração de energia, elas podem ser ligadas entre si, formando os painéis fotovoltaicos, que são os dispositivos utilizados na prática para geração de energia. Uma desvantagem deste tipo de geradores eléctricos é o

facto de a sua eficiência energética ser baixa, rondando os 15%, ao mesmo tempo que o investimento necessário para adquirir este tipo de geradores é elevado. A conjugação destas características leva a que o retorno de investimento de sistemas fotovoltaicos demore bastantes anos, tornando-o pouco atractivo.

As primeiras aplicações destes dispositivos foram para satisfazer a necessidade de geração de energia no espaço em satélites artificiais, sondas, naves e estações espaciais. Progressivamente com a queda no custo de produção dos painéis o seu uso estendeu-se a aplicações terrestres, inicialmente em locais isolados distantes da rede eléctrica [1], [2].

Actualmente utiliza-se a energia fotovoltaica nas mais diversas áreas com o objectivo de geração de energia eléctrica aliada às seguintes vantagens: simplicidade de instalação, facilidade de expansão, elevado grau de confiabilidade do sistema, redução das perdas por transmissão de energia devido à proximidade entre geração e consumo e pouca necessidade de manutenção. Além disso, os sistemas fotovoltaicos são fontes silenciosas e não poluentes de geração de energia eléctrica.

O custo da produção de energia eléctrica através de painéis fotovoltaicos ainda é muito elevado em comparação com outros métodos de geração de energia eléctrica o que inviabiliza muitas vezes a sua aplicação. Contudo, para contrariar esta característica a comunidade científica tem realizado diversos estudos com vista ao desenvolvimento de painéis mais eficientes a um custo menor.

Um sistema de geração de energia fotovoltaica para tornar-se mais difundido depende também do desenvolvimento de equipamentos complementares que tornem os sistemas mais versáteis, ou seja adaptando-os às mais diversas aplicações, e eficientes, aproveitando melhor a energia gerada pelos painéis [3].

Assim, esta tese analisa um novo sistema de conversão de energia fotovoltaica com interligação à rede doméstica de energia, 230 V 50Hz, tendo o seu desenvolvimento sido apoiado pelos programas de simulação PSIM[®] e Matlab[®].

1.1 - Objectivos do Trabalho

No desenvolvimento deste trabalho, que se centra na continuação do trabalho desenvolvido pelo aluno André Nelson Matias e Silva na sua tese de mestrado, intitulada “Sistema de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica” [27], realizada no 2º semestre de 2008 e orientada pelo Professor Dr. Armando Luís Sousa Araújo, será estudado um conversor baseado na topologia *Buck-Boost* para aplicação em sistemas de conversão de energia fotovoltaica *single-stage*, com ligação à rede doméstica de energia eléctrica, 230 V 50 Hz.

Foram determinados os seguintes objectivos:

- I. Estudo da topologia de conversão e determinação dos valores dos componentes associados.
- II. Implementação e testes da parte de potência do conversor.
- III. Apresentar um modelo matemático, linearizado, para as etapas do Conversor, obtendo-se a função de transferência para auxiliar o projecto da malha de controlo.
- IV. Simulação e teste do controlador PWM e *Hill-Climbing*.
- V. Testes finais e validação.

Com a realização desta tese foram desenvolvidas várias contribuições originais, como a modelação do conversor fotovoltaico proposto em espaço de estados e a obtenção da função de transferência, os modelos da média e da linearização desenvolvidos em PSIM[®], e finalmente o controlador implementado com recurso ao programa Matlab[®].

1.2 - Estrutura do Trabalho

Neste trabalho, os diferentes passos efectuados na realização do conversor DC/AC para aplicação a sistemas de conversão de energia fotovoltaica para ligação à rede doméstica de energia eléctrica estão divididos em seis capítulos.

No Capítulo 1 faz-se uma breve introdução às principais fontes de energia, dando maior importância à energia Fotovoltaica.

O Capítulo 2 faz referência ao estado de arte, sendo apresentados de uma forma genérica os últimos desenvolvimentos nos sistemas de conversão de energia fotovoltaica, os conversores *single-stage* usados neste género de sistemas.

O Capítulo 3 apresenta a modelação dos painéis fotovoltaicos, com as curvas características do painel e todas as equações necessárias para o caracterizar. No final são apresentados os resultados do modelo desenvolvido com o software de simulação PSIM e feita a comparação com a folha de características do fabricante.

No Capítulo 4, faz-se um estudo do conversor DC/DC mais adequado para este sistema de alimentação e os pormenores associados às suas características principais. É também realizada a modelação em espaço de estados e obtenção da função de transferência do sistema proposto. No final é descrito o controlador MPPT de modo a permitir obter do painel fotovoltaico o máximo de potência possível para cada instante.

Uma breve análise à malha de realimentação e aos vários tipos de controladores, seguida da implementação e testes de um controlador apropriado, será apresentada no Capítulo 5.

Termina-se este documento no Capítulo 6, com as conclusões obtidas no decurso do trabalho sendo propostas sugestões para trabalhos futuros com o objectivo de aperfeiçoamento do conversor desenvolvido.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 - Sistemas Fotovoltaicos

A Energia é crucial para a economia e prosperidade mundial, no entanto o mundo da energia está a mudar de maneira dramática. O aumento exponencial do consumo de energia eléctrica nas últimas décadas acompanhado com o crescente uso de combustíveis fósseis como o petróleo, gás natural e carvão têm sido alvo de elevada preocupação pela comunidade internacional.

Num cenário dos mais optimistas, adicionando os 2,5% de declínio da produção devido à constatação da inevitabilidade da escassez crescente e permanente de petróleo aos 2,0% do aumento da procura anual [4, 5], a cada ano haverá menos 4,5% de petróleo, no mínimo, numa economia sempre crescente. Isto significa menos 45% de petróleo, no mínimo, numa década [6, 7].

Em paralelo com o problema da taxa de crescimento no consumo de energia eléctrica e com o uso de combustíveis fósseis para a produção de energia eléctrica, a comunidade internacional, sabendo dos problemas ambientais que atingem neste momento a Terra, tem-se empenhado em encontrar uma solução global para alterar o caminho seguido até agora.

Para obter mais energia eléctrica sem recorrer a combustíveis fósseis, a solução adoptada tem sido a de recorrer às energias renováveis. As fontes de energia renováveis estão disponíveis em toda a parte do mundo, são sustentáveis, não destroem o clima e podem cobrir o consumo mundial.

O desenvolvimento de novos parques eólicos e fotovoltaicos, bem como a alteração da legislação para criar incentivos que levem ao aparecimento de novos sistemas descentralizados de geração de energia eléctrica, têm sido as principais medidas tomadas

com o objectivo do aumento da capacidade instalada de geração de energia baseada em energias renováveis.

A crescente procura das energias renováveis, levou a um grande investimento por parte da comunidade científica no sentido de tornar economicamente viável o uso de energia fotovoltaica, quer pelo aparecimento de novos materiais permitindo painéis fotovoltaicos com superior eficiência energética, quer pelos avanços obtidos nos sistemas de conversão de energia permitindo eficiências superiores e uma redução significativa nos investimentos necessários para implementar um sistema deste género [8].

A energia Fotovoltaica possui alta fiabilidade, apresenta um custo de operação reduzido, fácil portabilidade e adaptabilidade dos módulos, além de que apresenta qualidades ecológicas.

Por outro lado o uso de painéis fotovoltaicos para a produção de energia eléctrica para a rede, nunca havia sido considerado devido ao seu elevado preço do fabrico dos módulos fotovoltaicos que necessitam de tecnologia muito sofisticada necessitando de um custo de investimento elevado e devido à baixa eficiência energética dos painéis fotovoltaicos (os mais usuais rondam os 15%). Finalmente os geradores fotovoltaicos raramente são competitivos do ponto de vista económico, face a outros tipos de geradores. A excepção restringe-se a casos onde existam reduzidas necessidades de energia em locais isolados e/ou em situações de grande preocupação ambiental.

Os sistemas fotovoltaicos podem ser divididos em 3 principais categorias:

- Sistemas ligados à rede (*Grid connection*);
- Sistemas híbridos (*Hybrid System*);
- Sistemas isolados ou autónomos (*Stand Alone*).

A opção por qualquer uma das configurações, acima citada, dependerá da aplicação do sistema e da disponibilidade dos recursos energéticos.

Cada configuração poderá ser de complexidade variável e fazer uso de diferentes números de componentes e fontes geradoras.

2.1.1 - Sistemas Fotovoltaicos Ligados à Rede Eléctrica

Estes sistemas geralmente utilizam um número elevado de painéis fotovoltaicos, e não utilizam armazenamento de energia, pois toda a geração é entregue directamente à rede. Representam uma fonte complementar ao sistema eléctrico de grande porte ao qual está ligada. Sistemas como este estão a tornar-se cada vez mais populares, principalmente nos países europeus onde as grandes companhias eléctricas utilizam a geração distribuída para evitar a extensão de algumas e a construção de outras redes eléctricas.

Estes sistemas exigem certa complexidade no projecto dos inversores, uma vez que devem satisfazer as exigências de qualidade e segurança para que a rede não seja afectada.

A Figura 2.1 representa o esquema de um sistema fotovoltaico ligado à rede eléctrica, com o conjunto de painéis fotovoltaicos ligados directamente ao inversor e logo em seguida à rede eléctrica.

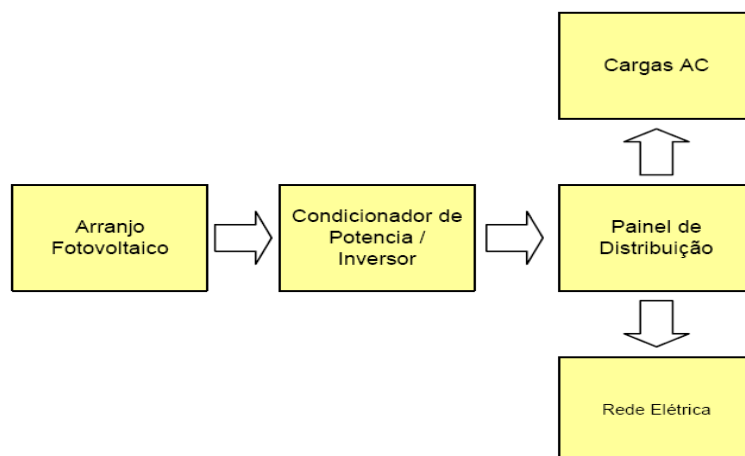


Figura 2.1: Sistemas fotovoltaicos ligados à rede eléctrica.

2.1.2 - Sistemas Fotovoltaicos Híbridos

Os sistemas híbridos apresentam mais de uma fonte de geração de energia como, por exemplo: turbinas eólicas, geração diesel, células de combustível, módulos fotovoltaicos, entre outras.

Com a utilização de várias formas de geração de energia eléctrica o tamanho do conjunto de painéis fotovoltaico pode ser reduzido, juntamente com a capacidade do banco de baterias, pois a outra (ou outras) forma de geração garante o fornecimento de energia eléctrica para a carga durante a noite ou em períodos de pouca insolação.

Esta configuração torna-se complexa, pois necessita de um controlo para optimização do uso de todas as fontes de energia para se obter uma máxima eficiência na entrega da energia para o utilizador final. Um diagrama de blocos que descreve o sistema híbrido é representado na Figura 2.2, que interliga as várias fontes de geração de energia, a uma unidade de controlo e posteriormente à carga.

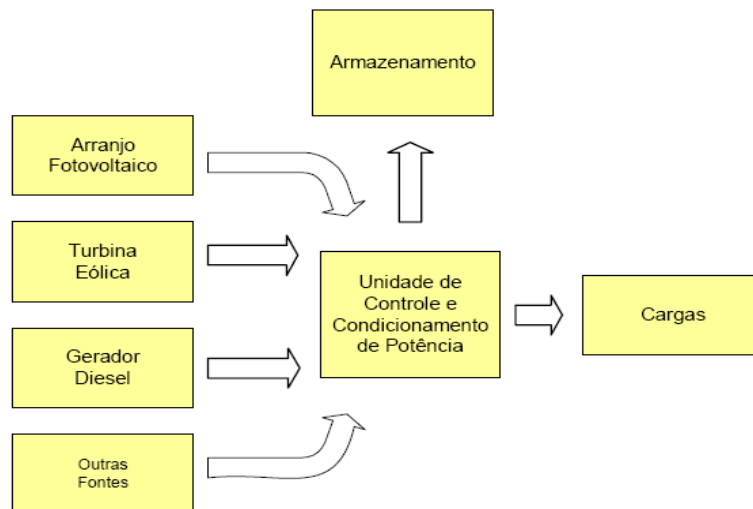


Figura 2.2: Sistemas fotovoltaicos híbridos.

2.1.3 - Sistemas Fotovoltaicos Autónomos

Nesta configuração a carga é suprida pelos painéis fotovoltaicos. É utilizada em situações em que a extensão da rede eléctrica ou o uso de outra forma de geração de energia se torna muito dispendiosa.

Como se pode ver em [32, 38] para pequenas localidades distantes mais de 3Km da rede convencional de energia eléctrica, a geração através de painéis fotovoltaicos é a opção mais vantajosa.

Os sistemas isolados podem ser divididos em 4 grupos, de acordo com a carga a ser provida e a utilização ou não de armazenamento de energia:

- Carga DC sem armazenamento de energia;
- Carga DC com armazenamento de energia;
- Carga AC sem armazenamento de energia;
- Carga AC com armazenamento de energia;

2.1.3.1 - Carga DC sem armazenamento de energia

Esta é a configuração mais simples de um sistema isolado, onde a carga DC é directamente ligada à saída do módulo e nenhum sistema de condicionamento ou armazenamento de energia é utilizado.

Este sistema é geralmente empregue em sistemas de bombagem de água, em que não há necessidade de um fornecimento contínuo de energia.

Este modo de configuração do sistema apresenta o problema de não aproveitar toda a capacidade de fornecimento de potência do conjunto fotovoltaico, pois a alteração das condições climáticas desloca o ponto de máxima potência sobre a curva $I \times V$, e sem um sistema que garanta o funcionamento sobre esse ponto, a eficiência do mesmo será reduzida.

A alternativa para melhorar o desempenho é a utilização de um sistema de controlo MPPT de energia que garanta o funcionamento do sistema sobre o ponto onde a máxima potência é alcançada.

O diagrama de blocos da Figura 2.3 representa um sistema fotovoltaico isolado com carga DC sem armazenamento em baterias, utilizando o controlo MPPT de energia.

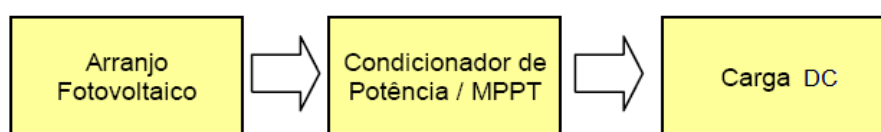


Figura 2.3: Sistema fotovoltaico isolado com carga DC sem armazenamento de carga.

2.1.3.2 - Carga DC com armazenamento de energia

Esta configuração é utilizada em casos em que se deseja fornecer energia eléctrica às cargas sem a geração fotovoltaica simultânea, como por exemplo: iluminação, televisor e sistemas de comunicação. O excedente de energia que é gerada durante o dia é armazenado em baterias para que possa ser utilizada durante a noite ou em períodos de pouca luminosidade.

A Figura 2.4 representa um sistema fotovoltaico isolado com carga DC e com o excedente de energia armazenado em baterias, utilizando o controlo MPPT de energia.

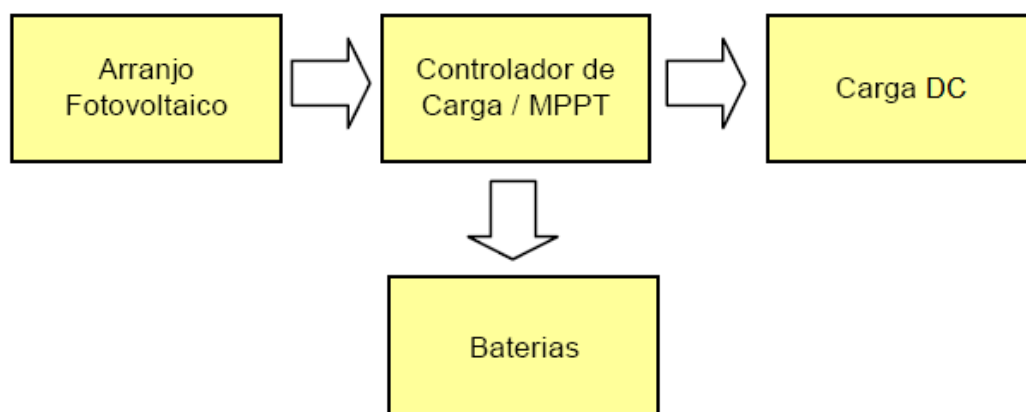


Figura 2.4: Sistema fotovoltaico isolado com carga DC com armazenamento de carga.

A esta configuração deve ser agrupado um controlador de carga, para proteger o banco de baterias contra sobrecargas ou grandes descargas, aumentando assim a vida útil das baterias.

2.1.3.3 - Carga AC sem armazenamento de energia

Este sistema é usado quando equipamentos AC são utilizados como carga. Para isto basta a inclusão de inversor entre o sistema de geração fotovoltaica e a carga, como visto na Figura 2.5. A carga será provida de energia eléctrica apenas durante os períodos de insolação.



Figura 2.5: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC sem armazenamento de carga.

Esta configuração tem o seu desempenho prejudicado, uma vez que não há um controlo de tensão no barramento DC, a qual fica dependente do nível de tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos, que é função das variáveis climáticas, temperatura e radiação solar.

Para melhorar a eficiência pode ser incluído entre o conjunto fotovoltaico e o inversor um andar DC/DC e um banco capacitivo, proporcionando o controlo da tensão no barramento DC. Este andar possibilita ainda o funcionamento do sistema sob o ponto de máxima potência, garantindo um melhor aproveitamento da energia fornecida pelos módulos fotovoltaicos.

Na Figura 2.6 pode-se observar a inclusão do bloco que proporciona o controlo da tensão no barramento DC no sistema fotovoltaico isolado com carga AC.

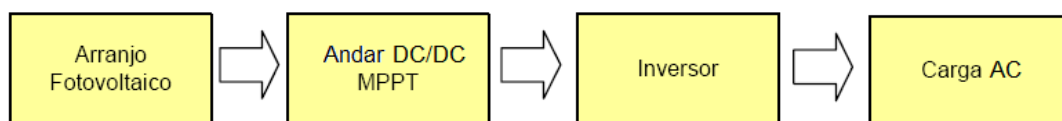


Figura 2.6: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC e controlo MPPT.

2.1.3.4 - Carga AC com armazenamento de energia

Esta configuração é diferente da anterior, pois possui um banco de baterias que armazena a energia que é produzida em excesso pelos módulos fotovoltaicos durante o dia, permitindo a utilização de cargas durante a noite ou em períodos de baixa luminosidade.

Este sistema é muito utilizado em residências isoladas, que utilizam electrodomésticos convencionais.

A Figura 2.7 representa um sistema fotovoltaico com carga AC, com a inclusão de um andar DC/DC e controlo MPPT. Este sistema possui ainda armazenamento de carga em baterias.

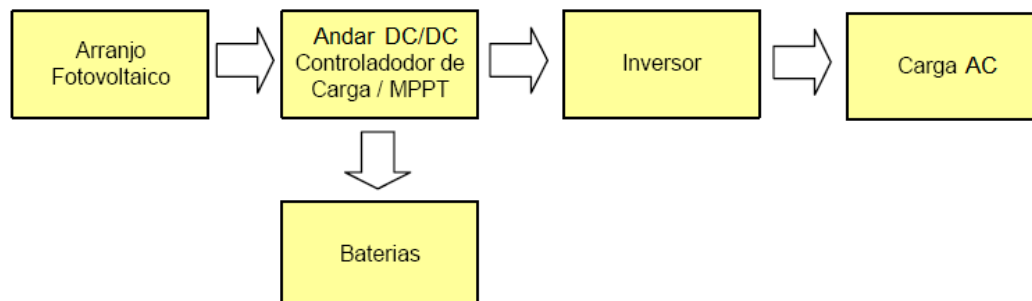


Figura 2.7: Sistema fotovoltaico isolado com carga AC com armazenamento de carga.

Para esta configuração, o andar DC/DC, além de garantir um controlo da tensão do barramento DC de entrada do inversor e o funcionamento do sistema sob o ponto de máxima potência, deve garantir uma carga eficiente do banco de baterias e proteger contra sobrecargas e grandes descargas.

Ainda neste Capítulo 2 apresentam-se as evoluções sofridas nos últimos anos, nos sistemas fotovoltaicos com ênfase no sistema de conversão de energia. Focam-se ainda os conversores DC/DC.

2.2 - Esquemas de Princípio de Sistemas de Conversão de Energia Fotovoltaica

O esquema adoptado para a interligação dos painéis fotovoltaicos à rede tem sofrido constantes evoluções, permitindo assim reduzir a quantidade de componentes necessários e atenuar o grande investimento inicial para o sistema de conversão de energia [5].

O Efeito Fotovoltaico consiste fundamentalmente, na transformação da energia que proporcionam os fotões (partículas de luz) incidentes sobre os materiais semicondutores em energia eléctrica. A Figura 2.8 mostra a curva característica genérica da corrente, I_{PV} , em relação a variação da tensão genérica, U_{PV} , de um painel fotovoltaico.

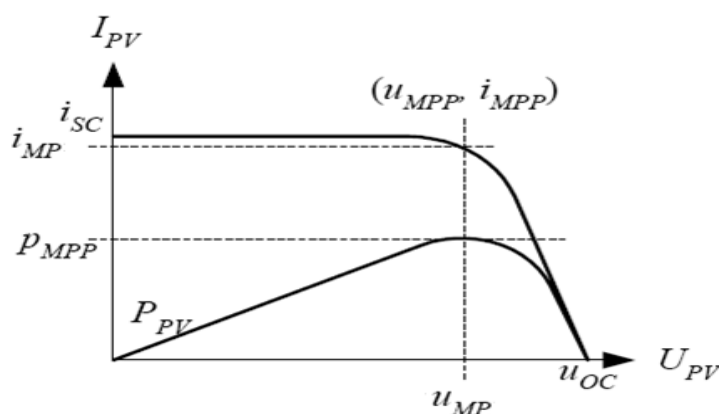


Figura 2.8: Curvas características de um painel fotovoltaico [5, 11].

Na Figura 2.8, i_{SC} é a corrente de curto-circuito e representa a máxima corrente que o dispositivo pode entregar sob determinadas condições de radiação e temperatura com tensão nula. A u_{OC} é a tensão de circuito aberto e representa a máxima tensão que o dispositivo pode entregar sob determinadas condições de radiação e temperatura com corrente nula.

É desejável que o painel funcione no ponto (u_{MPP}, i_{MPP}) de forma a fornecer o máximo de potência para a rede. Este corresponde ao ponto da curva no qual o produto da tensão pela corrente é máximo. A corrente i_{MP} é relativa ao ponto de máxima potência e que é utilizado para definir o valor da corrente nominal do dispositivo e a tensão u_{MP} é a tensão relativa ao ponto da máxima potência e que é utilizada para definir o valor da tensão nominal do dispositivo.

O painel fotovoltaico fornece uma tensão e corrente DC, não podendo estas ser directamente injectadas na rede eléctrica de energia. Assim é necessário um sistema de conversão de energia que, a partir das variáveis eléctricas do painel fotovoltaico, gere um sinal de corrente e tensão com as características necessárias para injectar na rede.

Os sistemas de conversão de energia têm evoluído muito durante os últimos anos [9]. Na Figura 2.9 representam-se várias configurações dos inversores fotovoltaicos.

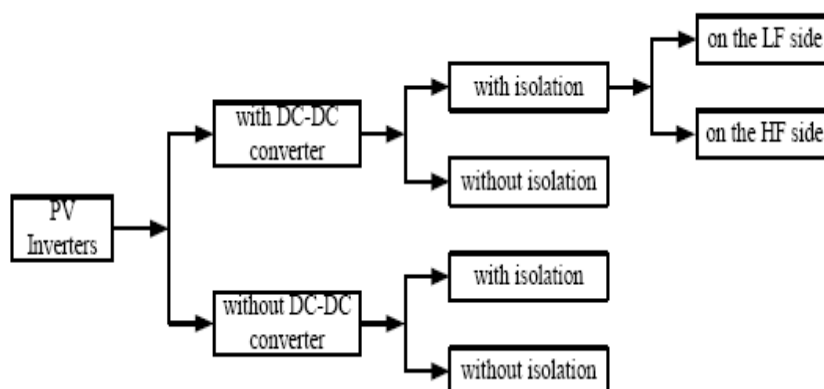


Figura 2.9 Configurações dos Inversores fotovoltaicos [5].

A utilização ou não do andar com o conversor DC/DC é relacionada com a configuração dos sistemas de conversão. Tendo mais painéis fotovoltaicos em série e uma tensão mais baixa, é possível evitar a função *boost* do conversor DC/DC. Neste caso será possível a utilização de um inversor fotovoltaico *single-stage* conduzindo a uma eficiência mais elevada. A introdução do isolamento é relacionada principalmente com segurança.

O sistema de conversão de energia mais utilizado é o apresentado na Figura 2.10.

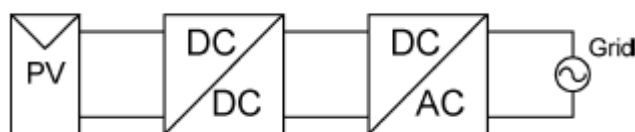


Figura 2.10: Sistema de conversão de energia fotovoltaico com conversão intermédia DC/DC [5, 11].

Os painéis fotovoltaicos usados para a produção de energia eléctrica para a rede, apresentam tensões de saída que oscilam entre os 23 e 38 V. Sendo a tensão da rede uma onda sinusoidal com valor de pico de $320\text{ V} \pm 5\%$, o conversor DC/AC, para modular uma onda de tensão com as características necessárias para injectar corrente na rede, necessita de um barramento DC à entrada com, no mínimo, 360 VDC.

O conversor DC/DC do esquema da Figura 2.11, tem como objectivo aumentar a tensão vinda do painel fotovoltaico, criando um barramento DC com as características pretendidas para o conversor DC/AC. O conversor tem também como objectivo paralelo, controlar a potência fornecida pelo painel fotovoltaico, usando um método MPPT apropriado.

O andar DC/AC tem como objectivo gerar uma onda de tensão sinusoidal a 50 Hz, com nível de amplitude e desfasamento necessários, de modo a injectar uma onda de corrente sinusoidal e assim permitir transitar a potência dos painéis fotovoltaicos para a rede eléctrica [10].

A utilização deste tipo de conversores para aplicações modulares levaria a um sistema muito volumoso, devido à quantidade de elementos e, como consequência, muito dispendioso. Por outro lado um sistema deste género apresenta baixa eficiência de conversão, pela necessidade de dois conversores, tornando pouca atractiva a sua implementação.

Na Figura 2.11 apresenta-se o esquema sem o conversor DC/DC, que tem vindo a ser desenvolvido na última década, com o objectivo de reduzir o número de componentes do sistema de conversão de energia e assim o investimento necessário, enquanto se aumenta o rendimento do sistema de conversão.



Figura 2.11: Sistema de conversão de energia fotovoltaico sem conversão DC/DC [5, 11].

Como se pode verificar pela análise da Figura 2.11, é um sistema de conversão de energia composto por um único andar, sendo este tipo de sistema denominado, sistema “*Single Stage*”. Este andar será o responsável por manter o painel fotovoltaico a fornecer a potência máxima e por gerar uma onda de corrente sinusoidal, normalmente, em fase com a rede para maximizar o trânsito de potência activa [5].

2.3 - Topologias utilizadas em Sistemas Fotovoltaicos

Nos últimos anos vários sistemas de conversão de energia tem sido desenvolvidos de forma a reduzir custos e aumentar a eficiência do sistema de conversão de energia. A configuração dos painéis fotovoltaicos e os andares de conversão que compõem o sistema de geração eléctrica podem ser classificados em quatro famílias topológicas: *Central Inverters*, *Module Integrated ou Module Oriented Inverters*, *Multi String Inverters* e Modular ou *Team Concept*.

2.3.1 - *Central Inverters*

Esta topologia foi a primeira a ser utilizada em sistemas fotovoltaicos, e continua actualmente a ser utilizada em grande escala [39], sendo caracterizada por possuir um único inversor, responsável pela inversão da corrente DC.

Nesta configuração todos os painéis do sistema são ligados em série, criando uma fonte de tensão elevada e, posteriormente ligada via conexão DC ao inversor [40].

A grande desvantagem desta topologia é a utilização de apenas um sistema de controlo do ponto de máxima potência (MPPT). Daqui resulta uma baixa eficiência em sistemas de grande potência, onde a área utilizada pelos painéis fotovoltaicos é elevada o que estabelece que as condições de radiação solar e de temperatura de cada painel sejam diferentes, influenciando a eficiência energética do sistema como um todo, pois não é possível otimizar individualmente cada um dos painéis fotovoltaicos [5]. Caso o conversor falhe, todo o sistema pára, não existindo nenhuma alternativa para continuar a fornecer potência à rede.

A utilização de cabos com corrente DC é também uma desvantagem desta topologia pois reduz a segurança das instalações [40]. Porém este é um sistema robusto [39] e de elevado rendimento.

Na Figura 2.12 apresenta-se o esquema da topologia *Central Inverter*, onde todos os painéis do sistema são ligados em série, criando uma fonte de tensão elevada e, posteriormente ligada via conexão DC ao inversor.

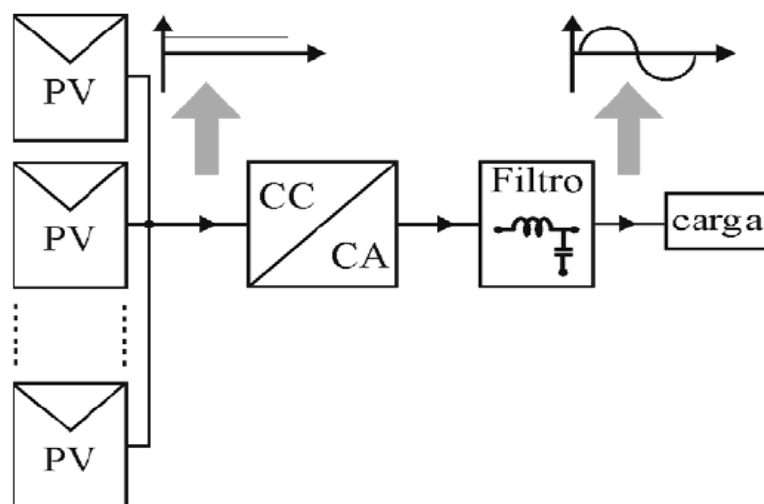


Figura 2.12: *Central Inverter*.

2.3.2 - *Module Integrated* ou *AC Module*

Nesta topologia o sistema é ligado directamente a apenas um painel fotovoltaico [40] ou a um pequeno grupo de painéis, formando um conjunto até 500W com tensão entre 30 a 150V.

Posteriormente todos os inversores são ligados em paralelo e colocados junto à carga. A baixa tensão de entrada do sistema exige a utilização de um transformador ou conversor elevador para o ajuste da tensão de saída de acordo com as exigências da carga [39], elevando os custos do sistema.

A vantagem desta topologia em relação à *Central Inverter* é a possibilidade de utilização de um sistema MPPT para cada painel ou um pequeno grupo de painéis, maximizando assim a potência entregue à carga e elevando a simplicidade de projecto e instalação, pois pode ser utilizado um conversor padrão para todo o sistema. Esta padronização do sistema leva também a uma redução dos custos do sistema, pois os conversores podem ser produzidos em larga escala.

Na Figura 2.13 apresenta-se o esquema da topologia *Module Integrated*, onde cada painel ou pequeno grupo de painéis é ligado directamente a um inversor. Posteriormente os inversores são ligados em paralelo e colocados junto à carga.

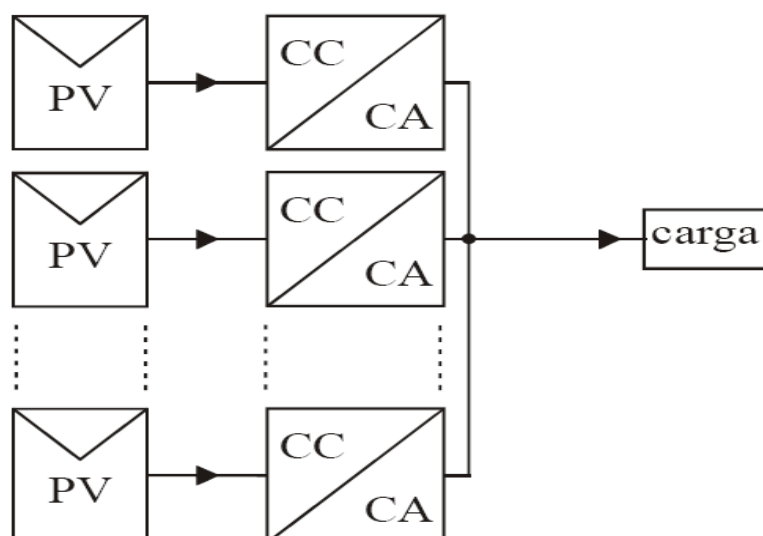


Figura 2.13: *Module Integrated*.

2.3.3 - *Multi String Inverters*

Esta topologia apresenta conversores DC/DC de baixa potência directamente ligados a pequenos conjuntos de painéis fotovoltaicos. Estes conversores são ligados em série e posteriormente ligados a único inversor [39, 40].

Cada conjunto de painéis fotovoltaicos possui o seu próprio sistema MPPT, maximizando a energia entregue à carga e possibilitando a instalação dos painéis fotovoltaicos em diferentes orientações, facilitando a sua instalação em diferentes locais, como numa fachada de prédios.

Como os conversores DC/DC são de baixa potência, os semicondutores de baixa potência que são largamente utilizados na indústria podem ser aplicados, reduzindo os custos.

A facilidade de expansão do sistema utilizando esta topologia é uma das suas principais características. Para expandir, apenas um novo conjunto de painéis fotovoltaicos e o respectivo conversor DC/DC, devem ser adicionados [39, 40], desde que o inversor utilizado na saída dos conversores suporte o acréscimo de potência.

Na Figura 2.14 está representado o esquema *Multi String*, onde os conversores DC/DC de baixa potência são ligados directamente aos painéis fotovoltaicos e ligados em série para posteriormente se ligarem a um único inversor.

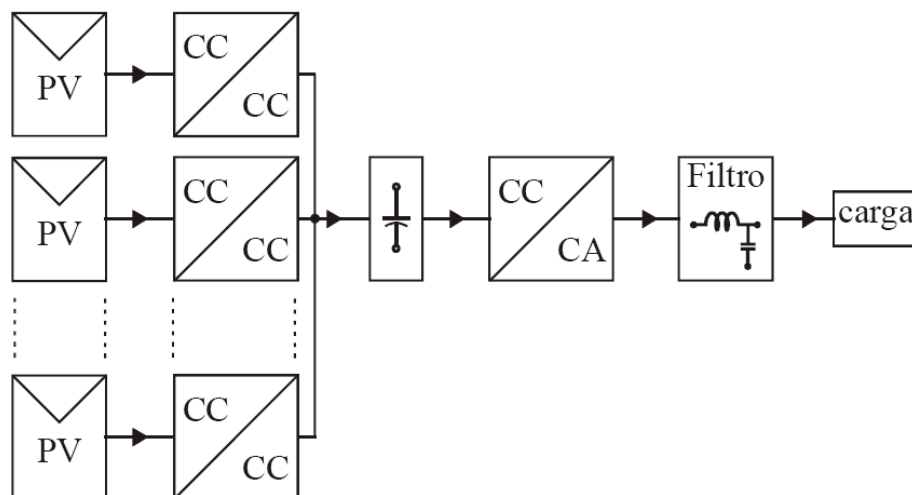


Figura 2.14: Multi String Inverter.

2.3.4 - Modular ou *Team Concept*

A topologia Modular ou *Team Concept*, representada no esquema da Figura 2.15, procura o melhor aproveitamento da eficiência dos inversores através da sua utilização próximo da potência nominal para a qual foi projectada.

Nesta topologia os painéis fotovoltaicos são ligados a conversores DC/AC como na topologia *module integrated*, mantendo a vantagem de cada grupo de painéis possuir o seu próprio controlo MPPT.

Quando o sistema opera sob baixa radiação solar todos os painéis são ligados a um único inversor, fazendo com que este trabalhe próximo da sua potência nominal, aumentando a sua eficiência [39]. Com o aumento da radiação solar o conjunto de painéis fotovoltaicos é distribuído novamente em pequenas *strings*, até que todos os inversores operem normalmente.

Esta topologia aproveita as vantagens da topologia *module integrated*, porém o sistema de controlo exige um maior grau de complexidade.

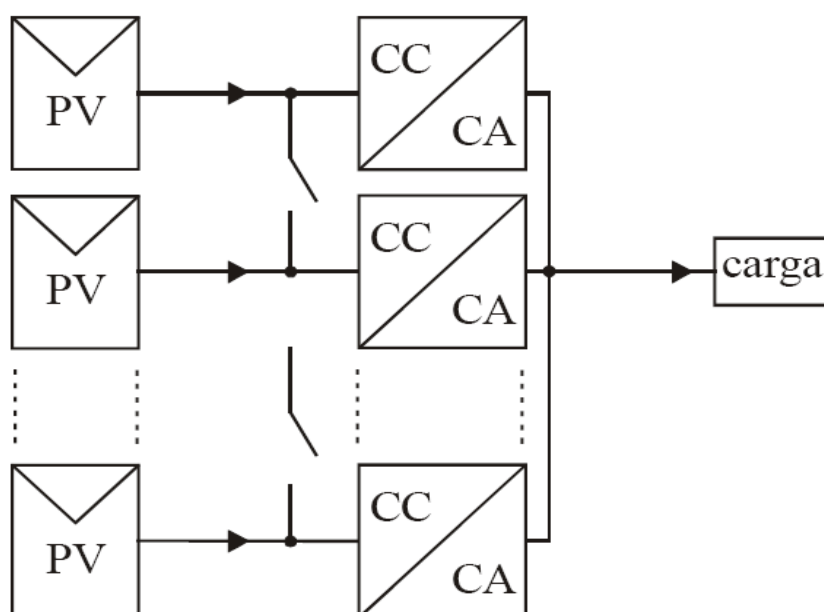


Figura 2.15: Team Concept.

2.4 - Conversores Single-Stage

O objectivo deste género de sistemas de conversão de energia é o de realizar com o mínimo de componentes possível a conversão de um sinal DC, fornecido pelo painel fotovoltaico, num sinal AC com as características necessárias para poder ser ligado à rede eléctrica. O conversor deverá ser capaz de assegurar tarefas próprias, isto é, extrair, para as condições ambientais, a máxima potência permitida pelo painel (controlo MPPT), o controlo da rede e injectar a potência extraída na rede.

Para além de realizar todos os pontos atrás referidos, o conversor deverá estar de acordo com as normas internacionais, que regulamentam a interligação entre sistemas fotovoltaicos e a rede, sendo o sumário das principais normas que regulamentam a ligação à rede de sistemas fotovoltaicos apresentadas na Tabela 2.1:

Tabela 2.1: Sumário das principais normas que regulamentam a ligação à rede de sistemas fotovoltaicos [11].

ISSUE	IEC61727	IEEE1547	EN61000-3-2
Nominal power	10 kW	30 kW	16 A \times 230 V = 3.7 kW
Harmonic currents (Order – h) Limits	(3-9) 4.0% (11-15) 2.0% (17-21) 1.5% (23-33) 0.6%	(2-10) 4.0% (11-16) 2.0% (17-22) 1.5% (23-34) 0.6% (> 35) 0.3%	(3) 2.30 A (5) 1.14 A (7) 0.77 A (9) 0.40 A (11) 0.33 A (13) 0.21 A (15-39) 2.25/h
	Even harmonics in these ranges shall be less than 25% of the odd harmonic limits listed.		Approximately 30% of the odd harmonics -see standard.
Maximum current THD	5.0%		-
Power factor at 50% of rated power	0.90	-	
DC current injection	Less than 1.0% of rated output current.	Less than 0.5% of rated output current.	< 0.22 A -corresponds to a 50 W half-wave rectifier.
Voltage range for normal operation	85% - 110% (196 V – 253 V)	88% - 110% (97 V – 121 V)	-
Frequency range for normal operation	50 \pm 1 Hz	59.3 Hz to 60.5 Hz	-

2.5 - Conversores DC/DC

Os conversores DC/DC são sistemas formados por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente bobinas e condensadores que tem por função controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída. Não é só com este elemento que se realiza o trânsito de potência, como também o método de controlo, associado ao mesmo, é o responsável por manter o funcionamento do sistema sempre em valores próximos do ponto de potência máxima. Outro aspecto, que torna este elemento relevante, é o facto da maioria das perdas de um sistema fotovoltaico se situarem no conversor, tornando-o num elemento marcante em termos competitivos.

Numa aplicação típica, os conversores são utilizados para fornecer tensões contínuas reguladas a partir de uma fonte de tensão contínua não regulada.

Na Figura 2.16 mostra-se o diagrama eléctrico e a forma de onda da tensão de saída de um conversor DC/DC básico.

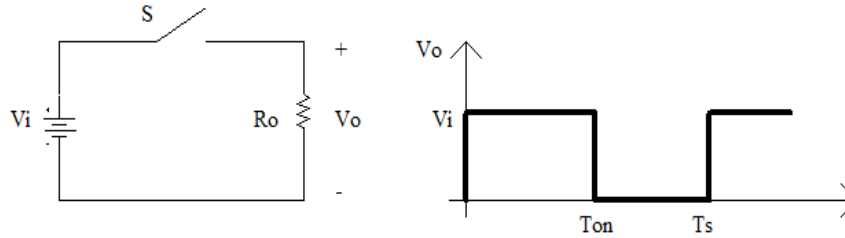


Figura 2.16: Conversor DC/DC e forma de onda da tensão de saída.

O intervalo de comutação é definido como:

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (2.1)$$

onde, F_s é a frequência de comutação. Esta frequência tende a ser a mais alta possível, diminuindo assim o volume dos elementos magnéticos e capacitivos do conversor. A razão entre o intervalo de comutação (T_s) e o intervalo de condução do interruptor S (T_{on}) é definido por razão cíclica.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

A tensão média na saída deste conversor é calculada por:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_i dt = V_i \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.3)$$

Usando $T_{on} = D T_s$ pode-se então concluir que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada é definida por ganho estático do conversor.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.4)$$

Os conversores DC/DC podem ser divididos em dois grupos: os conversores não-isolados, tais como o conversor *step-down* ou *buck*, *step-up* ou *boost* e *step-up/down* ou *buck-boost*; e

os conversores isolados, tais como o conversor *flyback*, *forward*, *push-pull*, meia ponte e ponte completa.

Nesta secção, serão apenas apresentados os conversores não-isolados uma vez que tal permite obter uma base de conhecimento que apoia o desenvolvimento do sistema de conversão *single-stage* pretendido.

2.5.1 - DC/DC Não-Isolados

Este tipo de conversores DC/DC não apresenta qualquer tipo de isolamento entre a entrada e a saída do circuito de conversão. São compostos principalmente por elementos passivos, bobinas, condensadores e transístores, permitindo com a sua configuração alterar o nível de tensão DC à sua saída. Para isso o transístor é actuado por meio de um sinal PWM, sendo o *duty cycle* desse sinal a característica principal que irá controlar o sinal de saída DC.

2.5.1.1 - *Step-Down* ou *Buck*

O conversor *step-down* ou *Buck* [10, 12] é um conversor DC/DC abaixador de tensão, que gera à saída um sinal de tensão DC de valor igual ou inferior ao da entrada. O esquema eléctrico deste conversor pode ser visto na Figura 2.17.

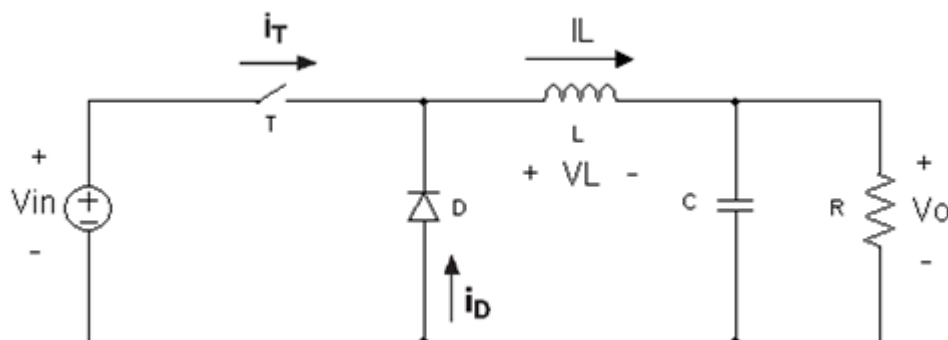


Figura 2.17: Conversor DC/DC *Step-Down* ou *Buck*.

Pelo esquema eléctrico do conversor DC/DC *step-down* verifica-se que a base de funcionamento deste elemento está no armazenamento e descarga de energia na bobina L. Esta característica é controlada pelo *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao transístor presente no esquema.

As etapas de funcionamento do conversor *Buck* são descritas a seguir.

1ª Etapa (0, DT_s): T conduz. A corrente circula por L e pela saída. Nesta etapa V_{in} fornece

energia para a saída e para a magnetização da bobina L.

2ª Etapa (DT_s , $(1-D)T_s$): T está bloqueado. No instante de abertura de T o diodo D entra em condução. A energia da bobina é transferida para a carga, isto é, a bobina é desmagnetizada.

Analisando o circuito eléctrico da Figura 2.17 e sabendo que, em regime estacionário, o valor médio da tensão da bobina L, durante um período do sinal PWM é nulo, conclui-se que a função de transferência associada ao conversor DC/DC *step-down* em condução contínua é [12]:

$$V_{out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{in} dt \quad (2.5)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (2.6)$$

Sendo D uma variável entre 0 e 1 conclui-se que $V_{out} \leq V_{in}$ confirmando que o objectivo deste conversor é o de diminuir a tensão DC presente na entrada.

Na Figura 2.18 estão representadas as formas de onda associadas ao conversor DC/DC *step-down* ou *Buck* típicas nos modos de condução contínua e descontinua.

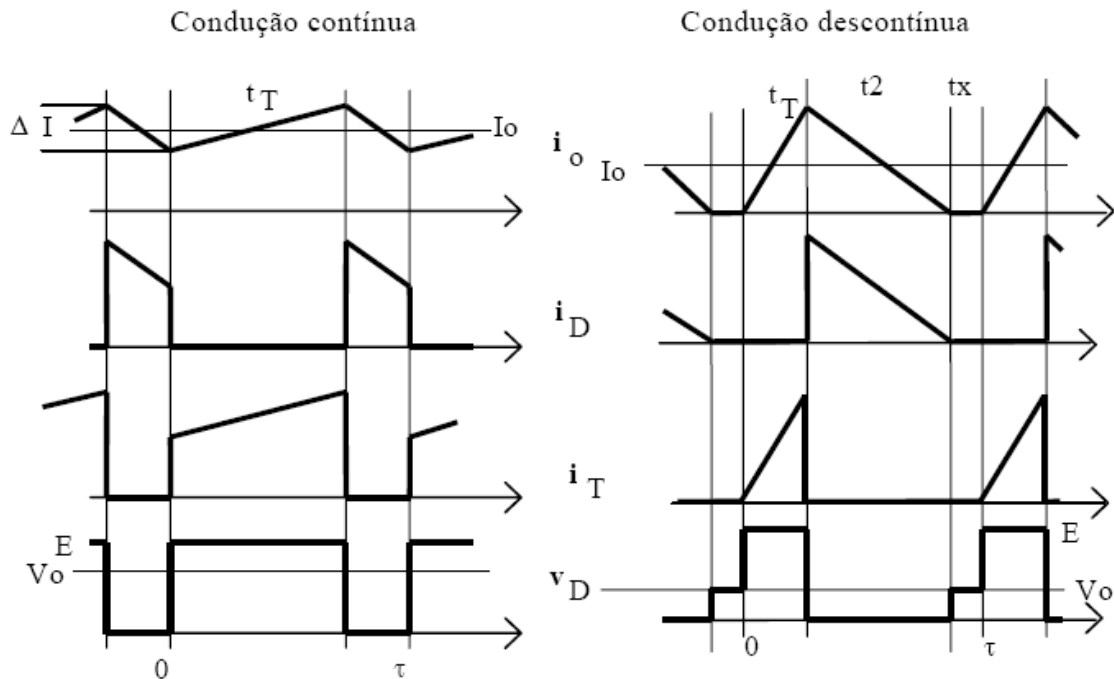


Figura 2.18: Formas de onda associadas ao conversor DC/DC *step-down* ou *Buck* típicas nos modos de condução contínua e descontinua.

O conversor *Buck* pode operar em três modos de operação [10]:

- 1º. **Condução Contínua:** a corrente na bobina L não se anula durante um período de comutação;
- 2º. **Condução Descontínua:** a corrente na bobina L anula-se a cada período de comutação;
- 3º. **Condução Crítica:** a corrente na bobina L está no limiar de se anular a cada período de comutação;

2.5.1.2 - *Step-Up* ou *Boost*

O conversor *step-up*, ou *Boost*, é um conversor elevador de tensão, capaz de gerar à saída uma tensão DC de valor superior ou igual ao da tensão DC presente na entrada. Na Figura 2.19 mostra-se o diagrama eléctrico do conversor *Boost* [12].

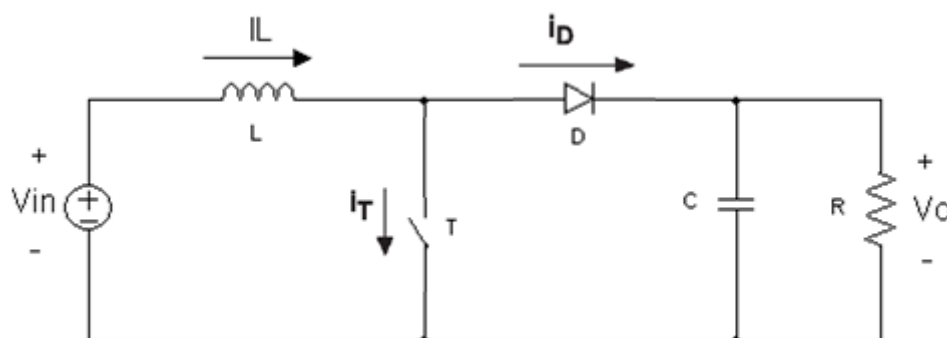


Figura 2.19: Conversor DC/DC *step-up* ou *Boost*.

Tal como acontece para o conversor DC/DC anterior também para o *step-up* a base de funcionamento está no armazenamento e descarga da energia na bobina L, sendo esta característica controlada pelo *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao transístor.

As etapas de funcionamento do conversor *Boost* são descritas a seguir.

1ª Etapa (0, DT_s): T conduz. A bobina L é magnetizada. A fonte V_{in} fornece energia à bobina.

2ª Etapa (DT_s , $(1-D)T_s$): T está bloqueado. O díodo D entra em condução. A fonte V_{in} e a bobina L fornecem energia à saída. A tensão na carga aumenta.

Sabendo que, em regime estacionário, o valor médio da tensão da bobina L, durante um período da onda PWM, é nulo, conclui-se que a função de transferência associada ao conversor DC/DC em condução contínua é [12]:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{in} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} V_{out} dt \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.8)$$

Sendo D uma variável entre 0 e 1 verifica-se que $V_{out} \geq V_{in}$, confirmando assim que o objectivo deste conversor é o de aumentar a tensão DC presente na entrada.

Na Figura 2.20 estão representadas as formas de onda associadas ao conversor DC/DC *step-up* ou *Boost* típicas nos modos de condução contínua e descontinua.

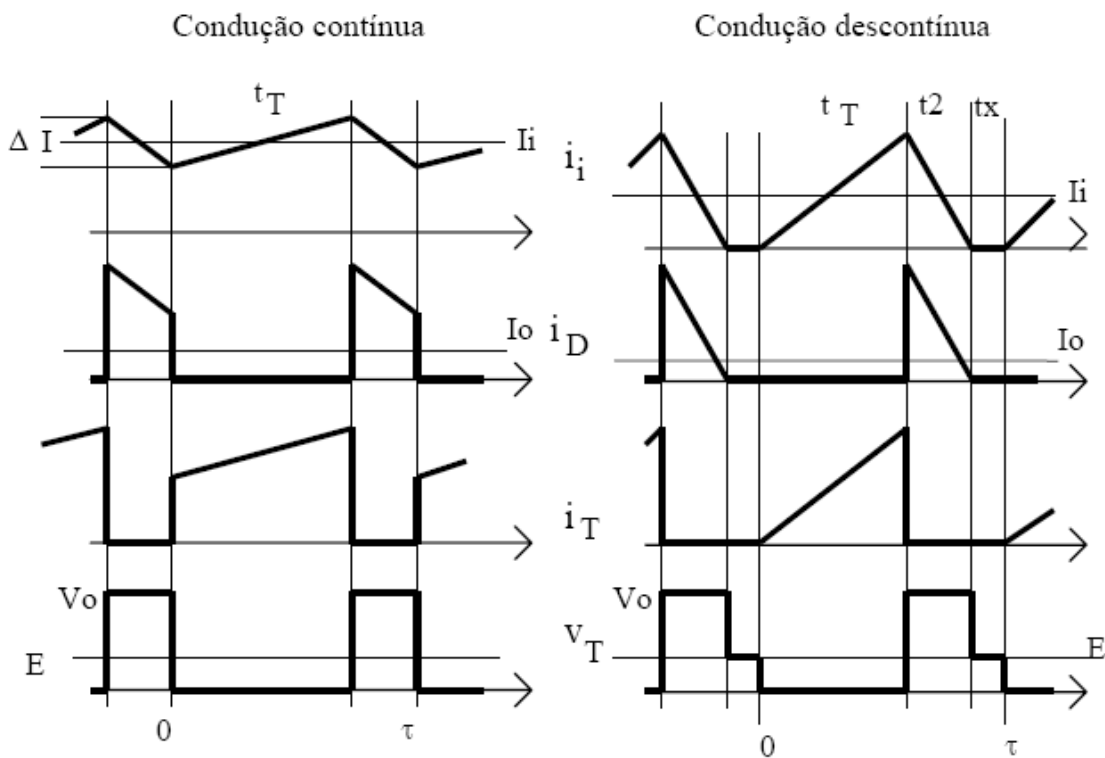


Figura 2.20: Formas de onda típicas do conversor DC/DC *step-up* ou *Boost*.

2.5.1.3 - Step-Up/Down ou Buck-Boost

O conversor *Buck-Boost* é um conversor que pode operar como abaixador ou elevador de tensão, caracterizado por ter entrada em tensão e saída em tensão. O conversor pode ser

obtido pela ligação em cascata de dois conversores básicos: o *step-down* ou *Buck* e o *step-up* ou *Boost*. Na Figura 2.21 mostra-se o diagrama eléctrico associado ao conversor *Buck-Boost*.

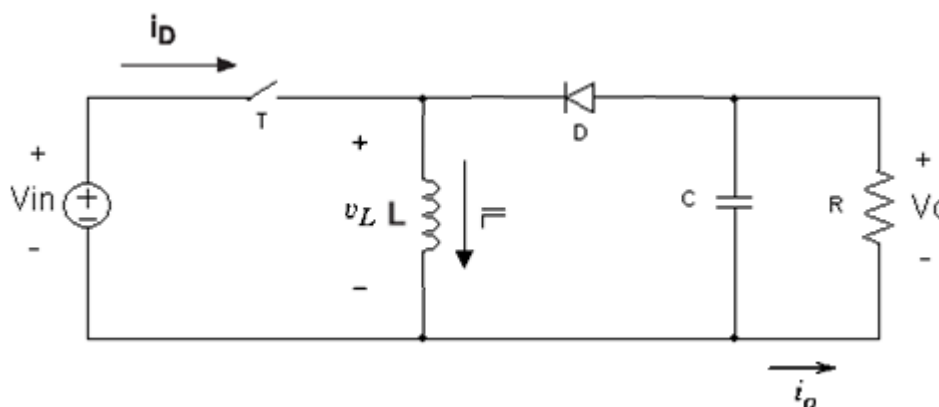


Figura 2.21: Conversor DC/DC *step-up/down* ou *Buck-Boost* [12].

A base de funcionamento deste conversor está no controlo da energia da bobina L, sendo efectuado a partir do *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao transístor. Analisando o circuito constata-se que o conversor apresenta uma característica particular, o facto de inverter a tensão.

As etapas de funcionamento do conversor *Buck-Boost* são descritas a seguir.

1ª Etapa (0, DT_s): T conduz. A fonte V_i fornece energia para a magnetização da bobina L.

2ª Etapa (DT_s , $(1-D)T_s$): T está bloqueado. A energia da bobina L é transferida através do diodo D para a saída. A bobina L é desmagnetizada.

A função de transferência em condução contínua associada ao conversor da Figura 2.21 pode ser obtida pelo produto das funções de transferência dos dois conversores básicos, *buck* e *boost* em cascata (assumindo que os dois conversores têm o mesmo *duty cycle*) [10], ou sabendo que, em regime estacionário, o valor médio da tensão da bobina L, durante um período do sinal PWM, é nulo.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \frac{1}{1-D} \quad (2.9)$$

Sendo D uma variável na gama entre 0 e 1 conclui-se portanto que $V_{out} \geq V_{in} \vee V_{out} \leq V_{in}$ confirmando-se assim a capacidade deste conversor em gerar à saída um sinal de tensão DC de valor superior ou inferior ao do presente na entrada, embora à custa da inversão do sinal de tensão DC.

2.5.1.3.1 - Modo de condução contínua

A Figura 2.22 mostra as formas de onda do modo de condução contínua onde a corrente na bobina flui continuamente. Igualando a integral da tensão da bobina durante um período do tempo a zero, vem:

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s + (-V_{out}) \cdot (1-D) \cdot T_s = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \frac{1}{1-D} \quad (2.11)$$

E

$$\frac{I_0}{I_D} = \frac{1-D}{D} \quad (\text{com } P_{in} = P_o) \quad (2.12)$$

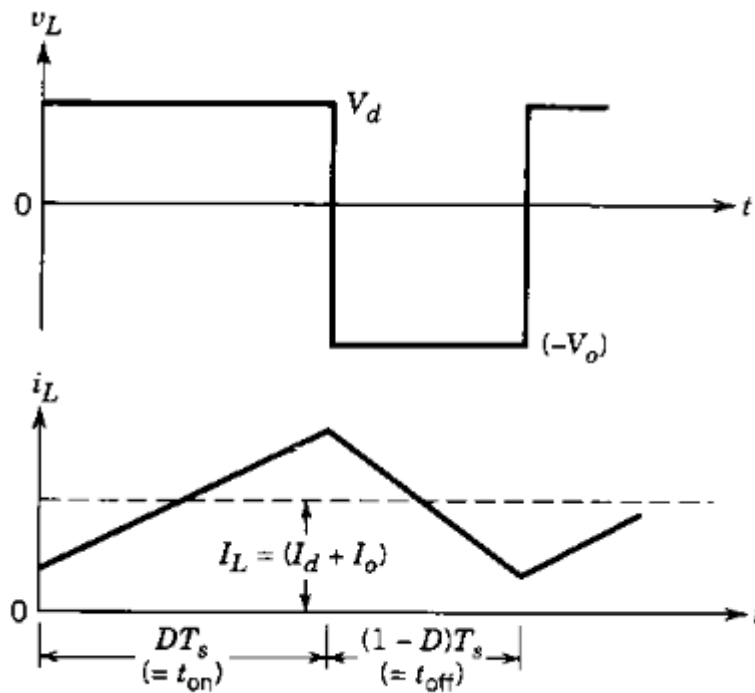


Figura 2.22: Formas de onda do modo de condução contínua ($i_L > 0$) [10].

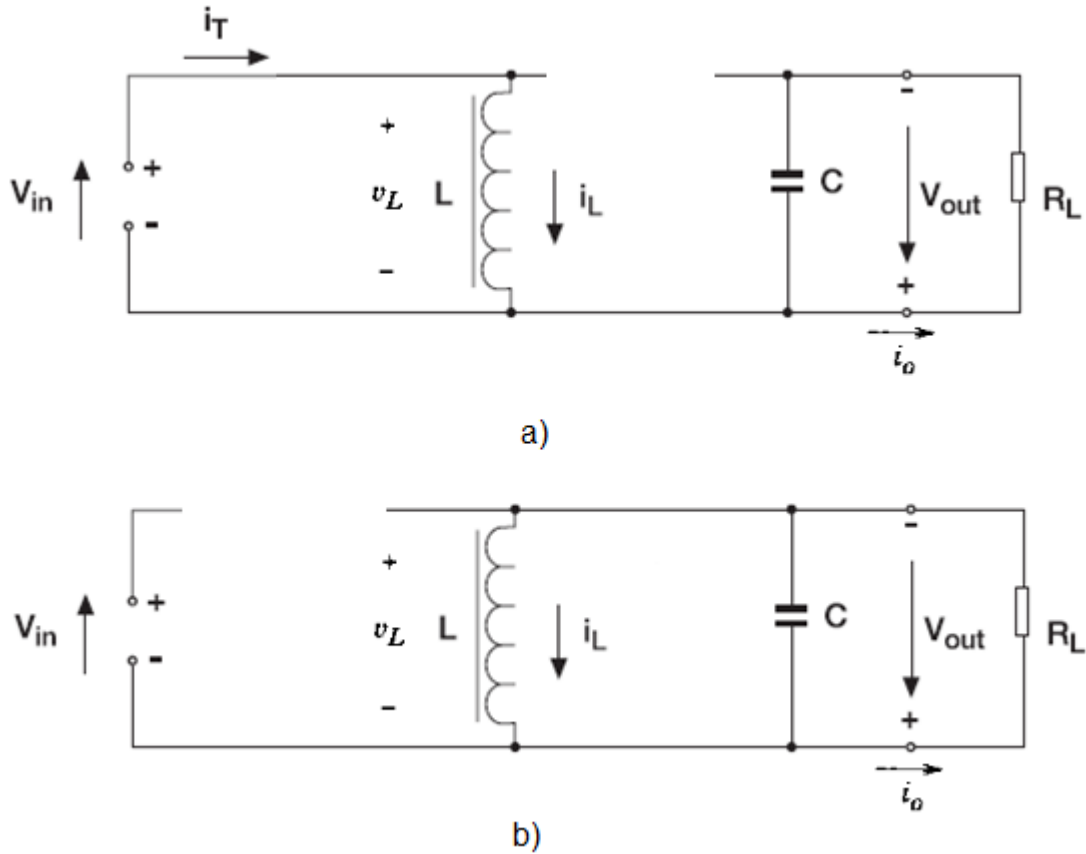


Figura 2.23: a) T on; b) T [10].

2.5.1.3.2 - Limite entre o modo de condução contínua e descontínua

Na Figura 2.24 mostra as formas de onda no limite do modo de condução contínuo. Por definição, neste modo a corrente na bobina, i_L , vai para zero no fim do intervalo.

Da Figura 2.24 a) tira-se:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{T_s \cdot V_{in}}{2 \cdot L} \cdot D \quad (2.13)$$

Da Figura 2.22 vem (com a corrente média do condensador igual zero):

$$I_0 = I_L - I_D \quad (2.14)$$

Através das equações (2.11) a (2.14), pode-se obter a corrente média da bobina e a corrente de saída do limite de condução do modo contínuo em função de V_{in} .

$$I_{LB} = \frac{T_s \cdot V_{OUT}}{2 \cdot L} \cdot (1-D) \quad (2.15)$$

e

$$I_{OB} = \frac{T_s \cdot V_{OUT}}{2 \cdot L} \cdot (1-D)^2 \quad (2.16)$$

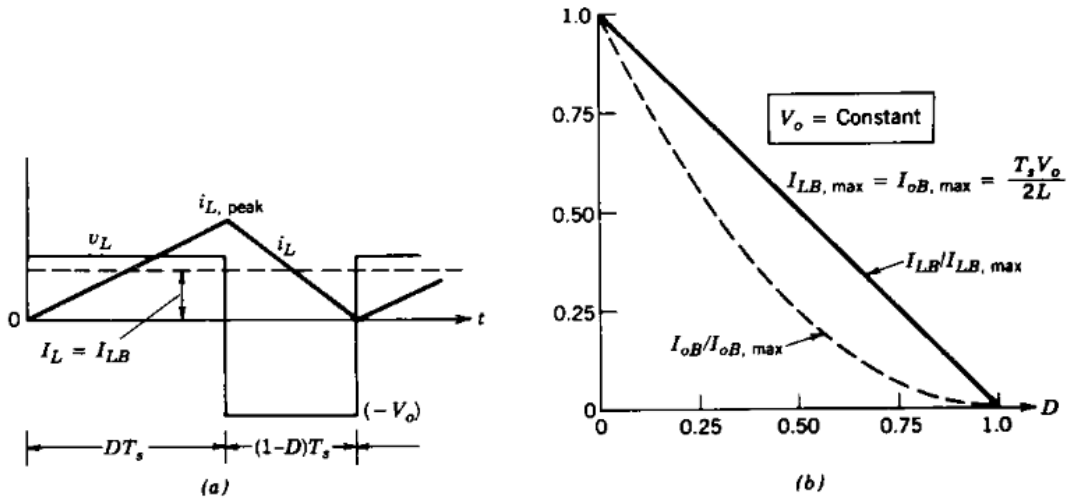


Figura 2.24: Conversor *buck-boost* : Limite entre o modo de condução contínua e descontínua [10].

A maior parte das aplicações onde o conversor *buck-boost* pode ser utilizado requer que V_{out} se mantenha constante, embora o V_{in} (e, também D) podem variar. A inspeção das equações (2.15) a (2.16) mostra que o máximo valor de ambas as correntes, I_{LB} e I_{OB} , ocorre para $D = 0$.

$$I_{LB, \max} = \frac{T_s \cdot V_{out}}{2 \cdot L} \quad (2.17)$$

e

$$I_{OB, \max} = \frac{T_s \cdot V_{out}}{2 \cdot L} \quad (2.18)$$

Usando as equações (2.15) até (2.18), temos:

$$I_{LB, \max} = I_{LB, \max} \cdot (1-D) \quad (2.19)$$

e

$$I_{OB, \max} = I_{OB, \max} \cdot (1-D)^2 \quad (2.20)$$

A Figura 2.24 b) mostra as correntes I_{LB} e I_{OB} como função de D , mantendo $V_{out} =$ constante.

2.5.1.3.3 - Modo de condução descontínua

A Figura 2.25 mostra as formas de onda com i_L descontínua. Igualando o integral da tensão na bobina durante um período do tempo a zero, vem:

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s + (-V_{out}) \cdot \Delta_1 \cdot T_s = 0 \quad (2.21)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2.22)$$

E

$$\frac{I_0}{I_D} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (\text{com } P_{in} = P_0) \quad (2.23)$$

Da Figura 2.25:

$$I_L = \frac{V_{in}}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta_1) \quad (2.24)$$

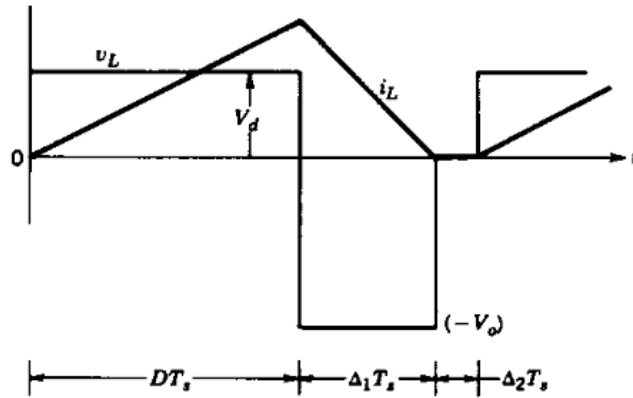


Figura 2.25: Formas de onda do modo de condução descontínua [10].

A Figura 2.26 mostra o gráfico de D como função de $\frac{I_0}{I_{0B,max}}$ para vários valores de $\frac{V_{in}}{V_{out}}$.

O limite entre o modo de condução contínua e descontínua está representado a traço interrompido.

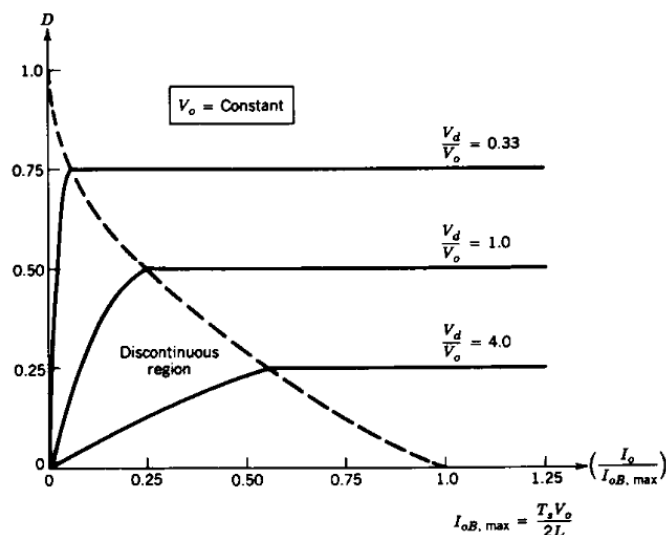


Figura 2.26: Características do conversor buck-boost mantendo V_{out} constante [10].

Com V_{out} mantido constante, podemos obter D como função da corrente I_o para vários valores de $\frac{V_{out}}{V_{in}}$. Usando as equações derivadas anteriormente, vem:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (2.25)$$

2.6 - Conclusões

Neste capítulo fez-se um enquadramento dos sistemas fotovoltaicos na actualidade, dividindo-os em três principais categorias, Sistemas ligados à rede, híbridos e isolados.

De seguida descreveram-se os sistemas de conversão de energia fotovoltaica e as topologias utilizadas em sistemas fotovoltaicos.

Finalmente foram apresentados os conversores DC/DC, dando particular importância aos não-isolados, *Step-down* ou *Buck*, *Step-up* ou *Boost* e *Step-Up/Down* ou *Buck-Boost*.

Capítulo 3

Modelação dos Painéis Fotovoltaicos

3.1 - Introdução

O painel fotovoltaico é o responsável por transformar a energia luminosa solar em corrente eléctrica, sendo formado por células individuais ligadas entre si. Cada célula fotovoltaica isoladamente tem capacidade limitada de produção de energia eléctrica e fornece um baixo nível de tensão. Assim se for necessária uma maior produção de energia há necessidade de se associar várias células, através de ligações série e paralelo, formando-se assim os painéis fotovoltaicos. Os painéis fotovoltaicos podem, também, ser ligados entre si, formando-se conjuntos de painéis fotovoltaicos.

Esta tese tem como objectivo, tal como foi referido no Capítulo 1, a continuação do desenvolvimento e a simulação de um novo sistema de conversão de energia para a interligação de painéis fotovoltaicos com a rede doméstica de energia eléctrica.

Neste caso concreto, e dado que as ferramentas de simulação que facilitam o desenvolvimento de sistemas de conversão de energia não dispõem de nenhum elemento que simule as características de um painel fotovoltaico, a primeira parte do trabalho foca o desenvolvimento e implementação de um bloco de simulação capaz de o fazer e aplicável em PSIM® [27].

Desta forma o desenvolvimento futuro de sistemas de conversão de energia, com painéis fotovoltaicos, terá acesso às características particulares de um painel fotovoltaico e, assim, permitirá um desenvolvimento otimizado deste tipo de sistemas.

3.2 - Modelo Eléctrico de Princípio de um Painel Fotovoltaico

Para implementar o modelo de simulação é necessário estudar os fenómenos associados ao funcionamento de um painel fotovoltaico. Na Figura 3.1 apresenta-se as curvas características da corrente e da tensão de um painel fotovoltaico.

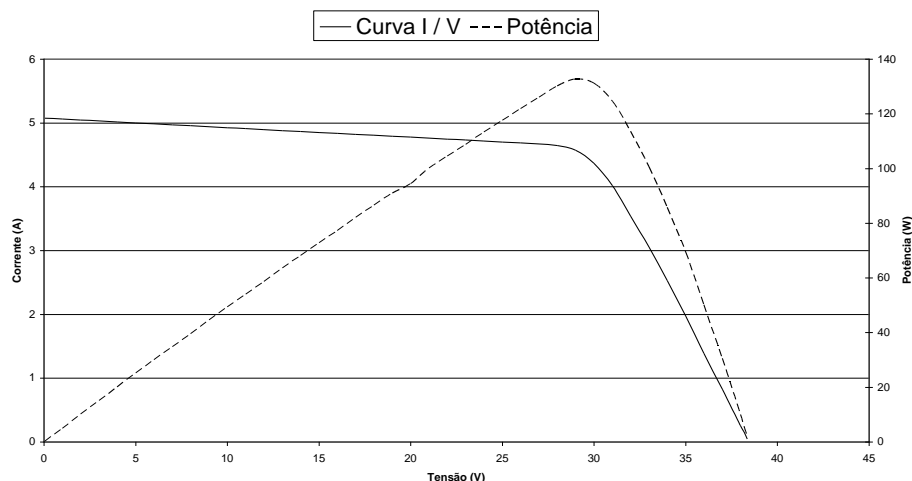


Figura 3.1: Curvas características de um painel fotovoltaico

O modelo eléctrico que representa um painel fotovoltaico ideal é mostrado na Figura 3.2 a), onde a corrente I fornecida pelo painel a uma carga, é equivalente à associação de uma fonte de corrente contínua I_{ph} em paralelo com um diodo. Onde o módulo de I_{ph} é proporcional ao nível de radiação G que incide sobre a célula e o comportamento da corrente pela junção PN é representado pela corrente do diodo I_d .

O desempenho de um painel real difere do ideal, pois este não apresenta todas as características que se esperam encontrar num painel real [32]. Os factores de perdas do painel real são representados pelas resistências em série e em paralelo inseridas no modelo ideal.

Assim, o painel fotovoltaico é modelado por uma fonte de corrente cujo valor depende da variação da radiação solar e da temperatura do painel, por um diodo em paralelo com a fonte de corrente cuja característica varia em função da temperatura do painel e do estado em que se encontra o painel (carga aplicada a este), por uma resistência R_{ph} em paralelo com o diodo que caracteriza as correntes de fuga e, finalmente, por uma resistência R_{sh} na saída que caracteriza as perdas de condução. A Figura 3.2 b) apresenta o circuito equivalente de um painel real.

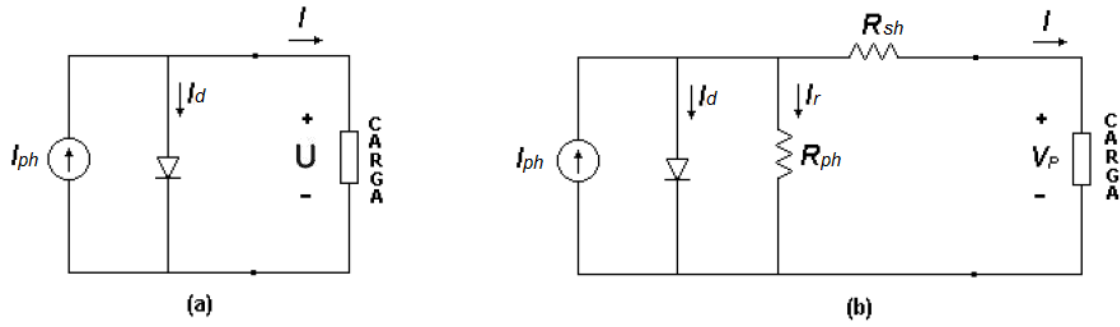


Figura 3.2: Circuito equivalente do painel fotovoltaico ligado a uma carga: (a) modelo ideal e (b) modelo real.

3.3 - Equações Associadas a um Painel Fotovoltaico [34, 35]

Uma vez apresentado o esquema eléctrico equivalente de um painel fotovoltaico é agora possível associar, a cada elemento, a respectiva equação.

O circuito da Figura 3.2 (b) é usado junto com as seguintes equações para expressar as curvas I-V do painel fotovoltaico.

$$I = I_{ph} - I_d - I_r \quad (3.1)$$

A fonte de corrente dependente, I_{ph} , equação (3.2) varia em função da radiação solar e da temperatura a que se encontra o painel, onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito do painel, J_0 o coeficiente de temperatura, T a temperatura do módulo fotovoltaico, T_{ref} a temperatura de referência, K a constante de *Boltzmann*, E_g a banda de energia do semiconductor, S é a radiação solar em W/m^2 e S_{ref} a radiação solar de referência.

$$I_{ph} = [I_{SC} + J_0 (T - T_{ref})] \cdot \frac{S}{S_{ref}}. \quad (3.2)$$

A corrente do díodo, I_d , (3.3) em paralelo com a fonte de corrente apresenta um comportamento não linear dependente da temperatura do painel bem como do estado de funcionamento em que este se encontra. Esta é equação principal associada ao díodo.

A variável I_o (3.4) é a corrente de saturação inversa do díodo.

$$I_d = I_o \times \left[\exp \left(\frac{q \cdot (I \cdot R_{sh} + V)}{N_s \cdot n \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right]. \quad (3.3)$$

$$I_o = I_{DO} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \cdot \exp \left\{ \frac{q \cdot E_g}{n \cdot K} \cdot \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right\} \quad (3.4)$$

Por fim vêm as equações associadas às variáveis I_{DO} e E_g . A variável I_{DO} é uma constante dependente apenas das características fixas do painel.

$$I_{DO} = \frac{I_{SC}}{\exp \left[\left(\frac{q \cdot V_{OC}}{n \cdot K \cdot T \cdot N_s} \right) - 1 \right]} \quad (3.5)$$

$$E_g = N_s \times \left(E_{gref} - 7.02 \times 10^{-4} \times \frac{T^2}{T + 1108} \right) \quad (3.6)$$

Para completar o conjunto de equações associadas a um painel fotovoltaico é ainda necessário o cálculo das resistências R_{sh} e R_{ph} presentes no modelo da Figura 3.2 b). As resistências são constantes e podem ser calculadas recorrendo a características fixas do painel fotovoltaico.

$$R_{sh} = \frac{V_{OC} - V_{MPPT}}{I_{MPPT}} \quad (3.7)$$

$$R_{ph} = \frac{V_{OC}}{I_{SC} - I_{MPPT}} \quad (3.8)$$

Três pontos de operação do módulo fotovoltaico merecem especial atenção:

1. **Corrente de Curto-circuito (I_{SC}):** é o valor máximo da corrente de carga, igual, à corrente gerada por efeito fotovoltaico. O seu valor é uma característica da célula, sendo um dado fornecido pelo fabricante para as determinadas condições de radiação e temperatura.

Onde:

$$\begin{aligned} V &= 0 \\ I_D &= 0 \\ I &= I_{PV} = I_{SC} \end{aligned} \quad (3.9)$$

- II. Tensão de Circuito Aberto (V_{oc}):** é o máximo valor da tensão nos terminais do módulo fotovoltaico, quando nenhuma carga está ligada a ele. O seu valor é fornecido pelo fabricante para determinadas condições de radiação e temperatura.

Onde:

$$I = 0$$

$$V_{oc} = m \cdot V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{pv}}{I_o} \right) \quad (3.10)$$

- III. Ponto de máxima Potência (MPP):** Para cada ponto na curva $I \times V$, o produto corrente vs. Tensão representa a potência gerada para aquela condição de operação. Num módulo fotovoltaico, para uma dada condição climática, só existe um ponto na curva $I \times V$ onde a potência máxima pode ser alcançada. Este ponto corresponde ao produto da tensão de potência máxima e corrente de potência máxima.

Nesta secção foram apresentadas as principais equações que regem o funcionamento de um painel fotovoltaico, sendo nas secções seguintes apresentados os resultados do modelo desenvolvido [27] com o software de simulação PSIM e a comparação com a folha de características do fabricante.

3.4 - Efeitos dos factores meteorológicos nas características eléctricas dos módulos fotovoltaicos.

As características eléctricas de uma célula fotovoltaica e, portanto, de um painel fotovoltaico, são influenciadas directamente por dois factores climáticos: radiação solar e temperatura das células.

Para desenvolvimento de uma ferramenta que simule as características de corrente e tensão de um módulo fotovoltaico, o modelo matemático utilizado deve observar o comportamento de cada variável sob condições de temperatura e radiação solar diferentes das condições padrões de testes (radiação solar de 1000W/m^2 e temperatura de 25°C).

3.4.1 - Radiação Solar

Com a variação da intensidade da radiação solar incidente num painel fotovoltaico ocorre uma variação proporcional na corrente gerada por este painel, Figura 3.3. A tensão de circuito aberto (V_{oc}) sofre poucas alterações com a variação da intensidade luminosa, excepto para os casos em que a radiação solar é muito baixa e V_{oc} decresce rapidamente até zero, nas condições de escuridão.

$$I_{SC} = I'_{SC} \times \frac{G}{G'} \quad (3.11)$$

onde:

I'_{SC} = Corrente de curto-circuito nas condições de referência;

G = Radiação solar;

G' = Radiação solar de referência;

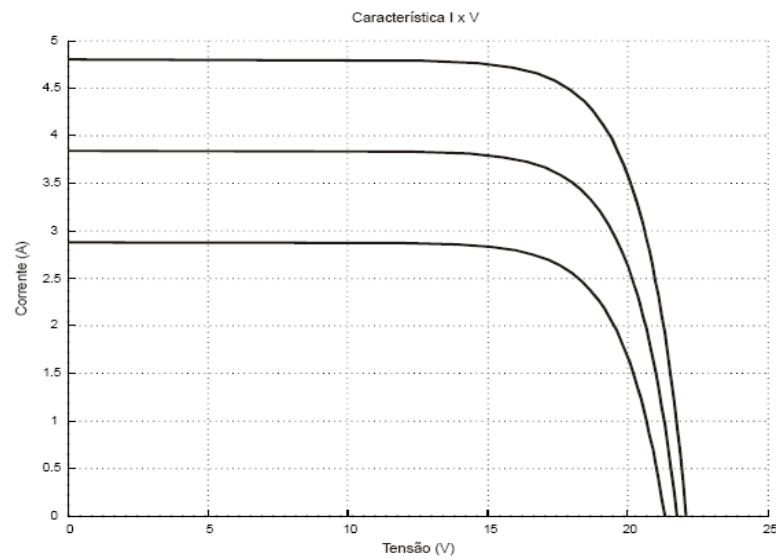


Figura 3.3: Curva I/V em função da radiação solar

3.4.2 - Temperatura

Ao contrário do caso anterior, a corrente gerada pelo módulo fotovoltaico apresenta poucas variações com a alteração da temperatura da célula fotovoltaica. Porém, com o aumento da temperatura da célula, a tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico apresenta uma diminuição em seus valores.

$$I_o = I'_o \cdot \left(\frac{T}{T'} \right)^3 \cdot \exp \frac{\varepsilon}{m'} \cdot \left(\frac{1}{V_T'} - \frac{1}{V_T} \right) \quad (3.12)$$

onde:

I'_o = Corrente inversa máxima de saturação do diodo (A) - Condições de referência;

T' = Temperatura na célula (K) - Condições de referência;

V_T = Potencial térmico da célula (V) - Condições de referência;

Como a corrente inversa máxima é directamente influenciada pela temperatura da célula, a tensão de circuito aberto também se irá alterar.

A Figura 3.4 apresenta as curvas características de um módulo fotovoltaico sob intensidade de radiação solar constante (1000W/m^2) a diferentes temperaturas.

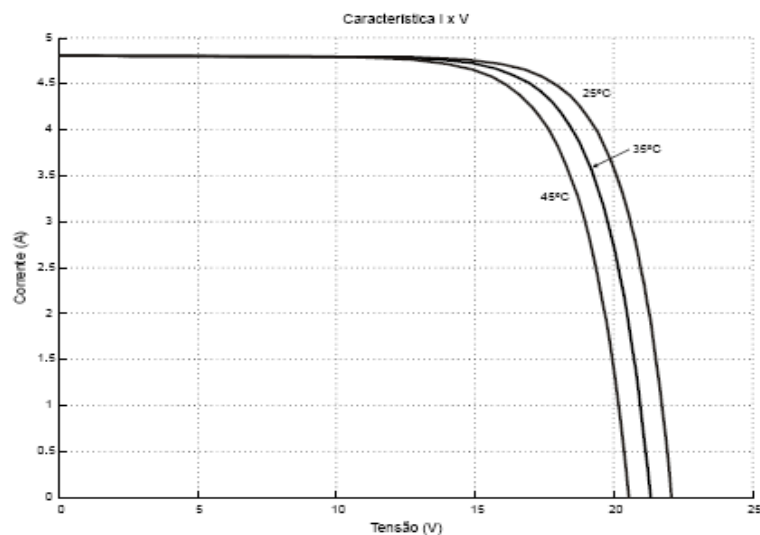


Figura 3.4: Variação da temperatura na curva I/V de um painel fotovoltaico.

Na Figura 3.5 é apresentada a curva característica P vs V e o deslocamento do ponto de máxima potência para a variação da temperatura, considerando a radiação solar constante a 1000W/m^2 .

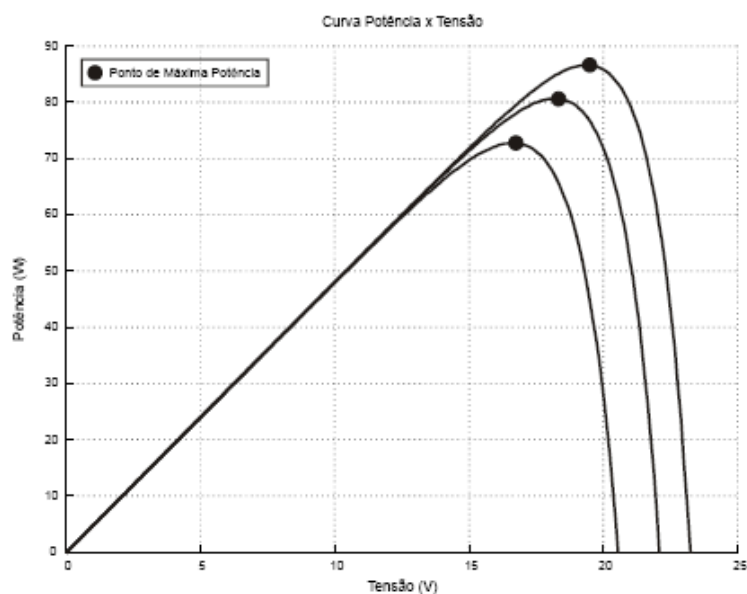


Figura 3.5: Curva característica P vs V para a variação de temperatura e radiação solar.

3.5 - Implementação em PSIM[®]

Uma vez reunido o conjunto de equações associadas a um painel fotovoltaico é possível implementar um bloco de simulação em PSIM[®] que obtenha resultados muito aproximados com aqueles que se obtêm num painel real. Para o desenvolvimento desta tese foi utilizado o esquema eléctrico implementado em PSIM[®] [27] da Figura 3.6 modelando um painel fotovoltaico:

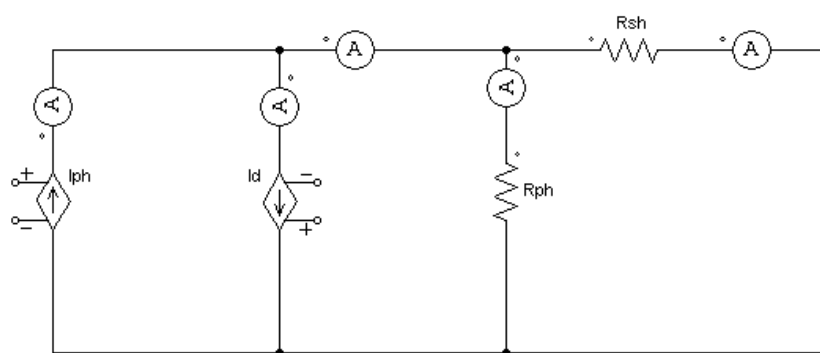


Figura 3.6: Modelo eléctrico implementado em PSIM[®].

3.6 - Resultados da simulação

Os resultados apresentados nesta secção resultam da análise de [27], onde o modelo eléctrico da Figura 3.6 foi configurado, para simular o painel fotovoltaico da BP Solar modelo 7170S. O modelo implementado em PSIM[®] foi sujeito a testes de variação da radiação solar e da variação da temperatura de funcionamento do painel, tendo os resultados obtidos sido comparados com as informações fornecidas pelo fabricante. Este modelo apresenta as seguintes características:

Tabela 3.1: Características do Painel Fotovoltaico

BP 7170S (25°C; 1000 W/m ²)	
Potência	170 W
I_{sc}	5.2 A
V_{oc}	44.2 V
I_{MPPT}	4.8 A
V_{MPPT}	35.8 V

3.6.1 - Variação da Radiação Solar

A Figura 3.7 apresenta a resposta I/V e a Figura 3.8 a resposta de potência em função de diferentes radiações solares. Foram aplicadas ao modelo três radiações solares diferentes, respectivamente 250 W/m^2 , 500 W/m^2 e 1000 W/m^2 mantendo a temperatura dos painéis nos 25° C . Obtiveram-se os seguintes resultados confirmando que o modelo reage como esperado à alteração da radiação solar, pois verificam-se as características $\frac{S_1}{S_2} \cong \frac{I_{sc1}}{I_{sc2}}$ e $V_{oc1} \approx V_{oc2}$.

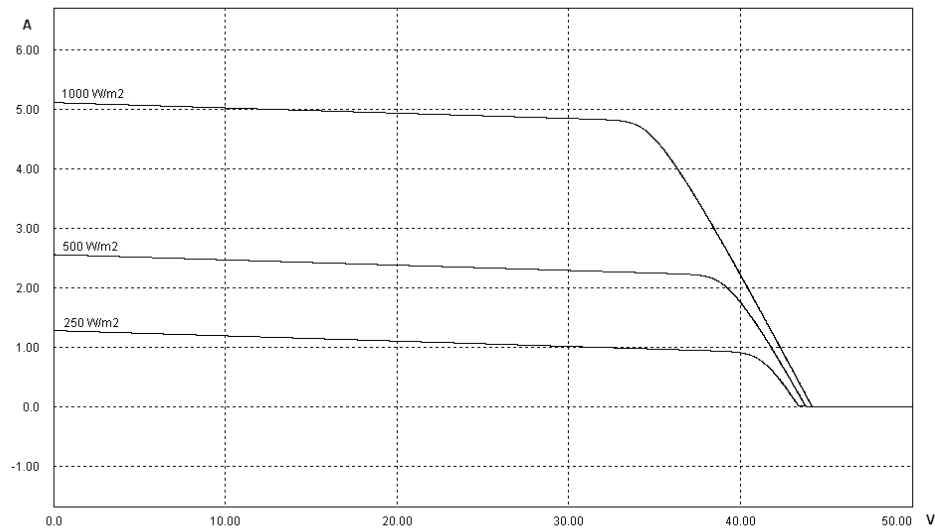


Figura 3.7: Curva I/V em função da radiação solar

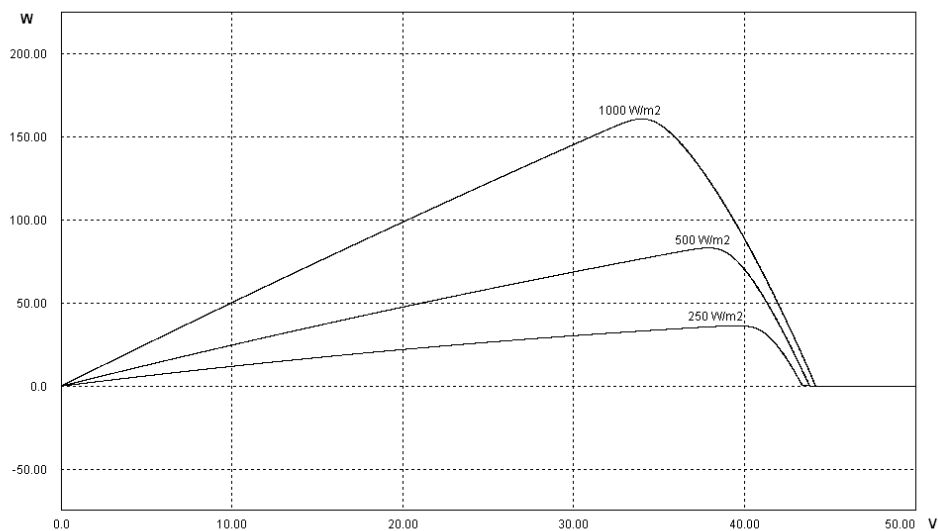


Figura 3.8: Curva de potência em função da radiação solar

3.6.2 - Variação da Temperatura

A Figura 3.9 apresenta a resposta em função da variação de temperatura. Foram aplicadas ao modelo três temperaturas diferentes, 25°C, 50°C e 75°C mantendo-se a radiação solar nos 1000W/m². Foram obtidos os seguintes resultados:

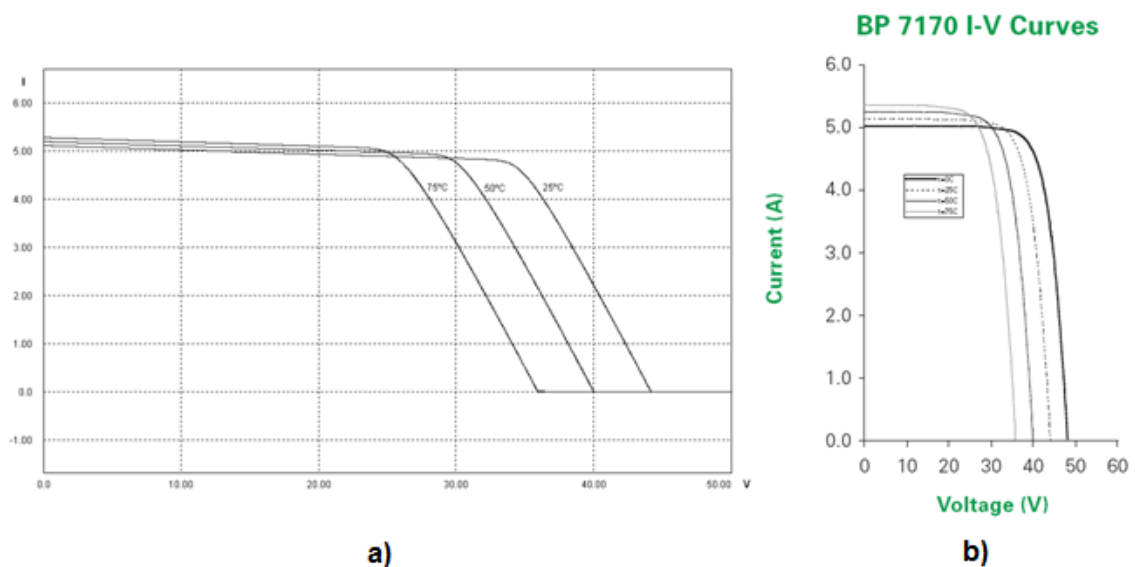


Figura 3.9: a) Curva I/V em função da temperatura; b) Curva I/V fornecida pelo fabricante

Comparando a Figura 3.9 a) e com a Figura 3.9 b), retirada da folha de características do fabricante, verifica-se que os resultados obtidos na simulação estão muito próximos dos valores que se obtiveram experimentalmente.

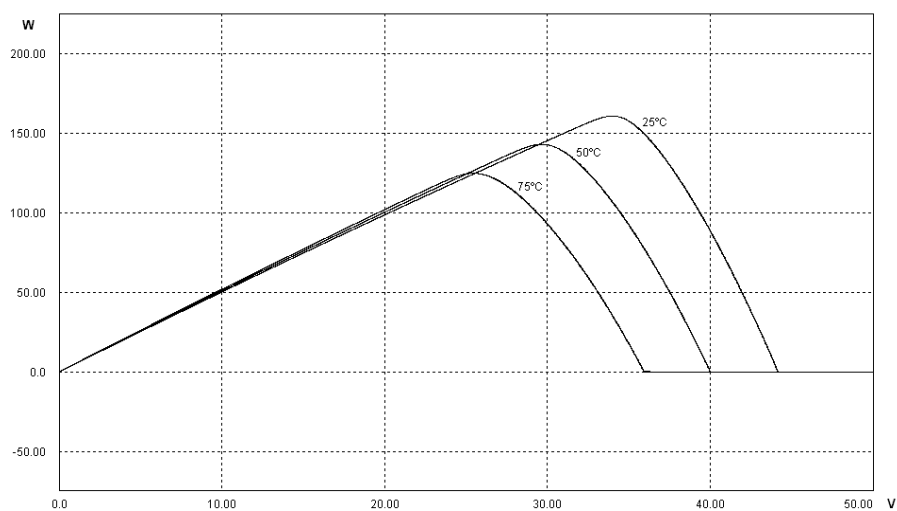


Figura 3.10: Curva de potência em função da temperatura

Recorrendo à folha de características e a partir do coeficiente de temperatura para o valor de potência máxima, conclui-se que os valores simulados e apresentados na Figura 3.10 estão também eles dentro da gama de valores que seria de esperar.

3.6.3 - Conclusão

Através dos resultados anteriores pode-se concluir que o modelo desenvolvido no software de simulação PSIM[®] permite obter resultados muito próximos dos reais, com erros máximos, em função de I_{SC} , de 8%.

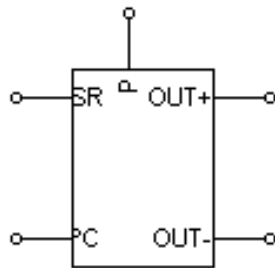


Figura 3.11: Bloco de Simulação implementado em PSIM[®]

O esquema implementado em PSIM[®], dada a sua complexidade, foi colocado dentro de um bloco [27], permitindo o acesso às principais variáveis, tal como se pode observar na Figura 3.11.

O bloco tem duas portas de entrada, “SR” e “°C”, respectivamente a variável da radiação solar e temperatura do painel. Uma vez fornecidas ao bloco estas variáveis o modelo de simulação proporciona na saída, os pontos “OUT+” e “OUT-“, com os valores da tensão e corrente. O bloco fornece ainda uma medida associada ao painel fotovoltaico, a potência instantânea. Trata-se de uma variável a usar pelo método MPPT a implementar com o painel fotovoltaico, estando presente na porta “P”.

3.7 - Controlo *Maximum Power Point Tracking* - MPPT

A baixa eficiência de conversão das células solares, a esperança de vida limitada e o alto custo de instalação são os maiores obstáculos de geração de energia eléctrica de painéis fotovoltaicos.

Para alterar isso, é de fundamental importância o sistema de conversão de energia extrair a máxima potência gerada pelos painéis fotovoltaicos para, desta forma, aumentar a eficiência do sistema e reduzir os custos da energia gerada [13].

Para que este aproveitamento ocorra, é necessário garantir que o sistema opere a maior tempo possível sobre o ponto de máxima potência. Como visto, nas secções anteriores, devido às características dos painéis fotovoltaicos este ponto é variável e fortemente dependente da temperatura e radiação solar.

Recorrendo a técnicas que procurem controlar continuamente o ponto de máxima potência, é possível gerar mais energia com o mesmo número de painéis [41], sendo possível obter um incremento na geração na ordem de 15 a 30% [42, 43].

O controlo referido é denominado de controlo MPPT, “*Maximum Power Point Tracking*” e tem como objectivo alterar o funcionamento do conversor, ligado ao painel fotovoltaico, de forma a manter o painel no estado de funcionamento que fornece o máximo de potência.

Os sistemas de conversão com múltiplos andares têm uma eficiência relativamente mais baixa, maior tamanho e custo mais elevado. Consequentemente, a tendência é para sistemas de energia *single-stage*, por causa de seu tamanho pequeno, baixo custo, eficiência e confiabilidade elevadas [11, 16]. Nestes sistemas de conversão o controlo MPPT do conversor altera o índice de modulação, M , de forma a atingir o estado pretendido. Trata-se de uma variável que indica o pico de corrente que será gerada pelo conversor [13].

Este capítulo apresenta as principais técnicas de controlo do ponto de potência máxima utilizadas em sistemas fotovoltaicos. Em [47] as técnicas são apresentadas, simuladas com o software Matlab® e uma breve comparação entre os resultados é realizada.

3.7.1 - Métodos de Controlo MPPT

Nas últimas décadas, diversos métodos para a busca do ponto de máxima potência foram desenvolvidos. Segundo [41, 44, 45] os métodos podem ser classificados como: Tensão Constante (*CV*), Perturbação e Observação (*P&O*), Hill Climbing (*HC*) e Condutância Incremental (*IncCond*).

Estes métodos diferenciam-se pela forma como o ponto de máxima potência é atingido, resultando em diferenças significativas no aproveitamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. Nas secções seguintes serão expostos os algoritmos dos métodos referidos, sendo no final feita uma conclusão sobre as características dos mesmos.

3.7.1.1 - Método Tensão Constante (*CV*)

O método de tensão constante é o mais simples de implementar [26], sendo no entanto necessário o conhecimento da variável V_{oc} do painel fotovoltaico, que pode ser conhecida a

partir de uma célula do painel fotovoltaico em circuito aberto ou em alternativa aplicando o método indicado por Kobayashi *et al.* [20].

Este método baseia-se na relação existente entre a tensão do conjunto de painéis que fornece a potência máxima (V_{MPPT}) e a tensão em circuito aberto (V_{OC}), existentes nos painéis fotovoltaicos, que é aproximadamente constante com o valor 76% [44], independente das condições exteriores de funcionamento do painel. Nesta técnica o conversor é desligado do arranjo de painéis fotovoltaicos periodicamente, e o valor de V_{OC} é amostrado e o valor de V_{MPPT} ajustado.

A principal limitação desta técnica é a presença de erro em regime permanente, que é resultado da relação entre a tensão de circuito aberto V_{OC} e a tensão de operação no ponto de máxima potencia V_{MPPT} não ser constante [41].

O algoritmo começa por medir a tensão do painel e calcula a tensão de referência. De seguida calcula o erro, através da comparação entre as duas variáveis e, actualiza o índice de modulação, M , de forma a igualar as tensões, colocando assim o painel a fornecer a potência máxima.

Observa-se da Figura 3.12 que a potência extraída do painel fotovoltaico apresentou erro em regime permanente, independente da radiação solar. Isto deve-se ao facto da relação entre a tensão de operação no ponto de máxima potencia V_{MPPT} e a tensão de circuito aberto V_{OC} não ser constante.

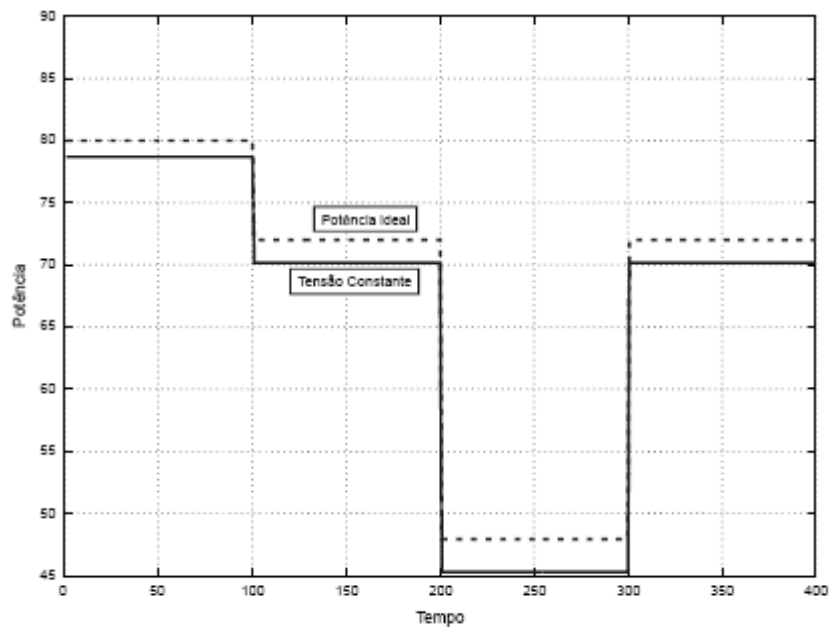


Figura 3.12: Simulação do método de Tensão Constante (CV) para variação da radiação solar [47].

3.7.1.2 - Método Perturbação e Observação (P&O)

O seguidor do ponto de máxima potência Perturbação e Observação é o algoritmo MPPT, mais utilizado, devido à sua facilidade de implementação. Este método é baseado na alteração da referência e na comparação da potência disponibilizada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos antes e depois da alteração, definindo o sentido da próxima perturbação [41, 45].

O seguidor do ponto de máxima potência opera periodicamente incrementando ou decrementando a tensão da disposição solar. Se uma dada perturbação conduz a um aumento (diminuição) no poder da disposição, a perturbação subsequente é feita no mesmo (oposto a) sentido. Desta forma, o seguidor do ponto de máxima potência continuamente procura as condições de máxima potência.

A Figura 3.13 apresenta o fluxograma do algoritmo deste seguidor de ponto de máxima potência [47].

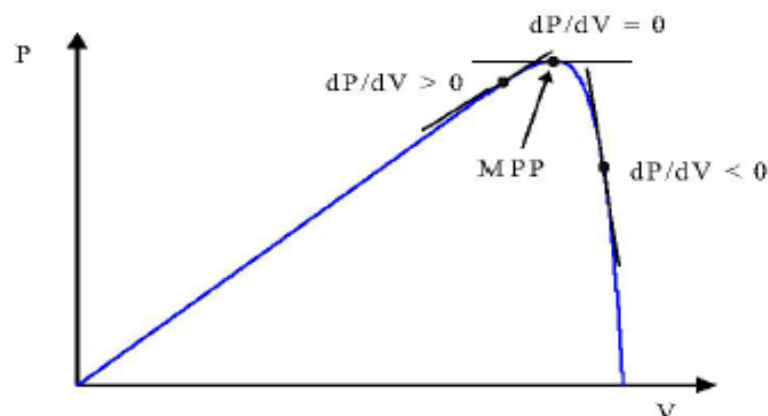


Figura 3.13: Sinal do dP/dV em posições diferentes sobre a curva da potência.

Neste método o valor de tensão constante ou de corrente utilizada como referência é aumentado ou reduzido por um factor constante a cada iteração, levando o sistema a operar próximo do ponto de máxima potência do conjunto de painéis fotovoltaicos.

Como limitações, citam-se a presença de erro em regime permanente, as oscilações em torno do ponto de máxima potencia na operação de estado estacionário, resposta dinâmica lenta e operação fora do ponto de máxima potência caso ocorram rápidas mudanças da temperatura e na radiação solar [41, 45].

A Figura 3.14 representa o fluxograma do método P&O. Esta técnica apresenta um melhor aproveitamento da energia disponibilizada pelos painéis fotovoltaicos quando comparada com o método de Tensão Constante, porém para a grande variação de radiação há um atraso no algoritmo para aproximar-se do ponto de máxima potencia, o que reduz o aproveitamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

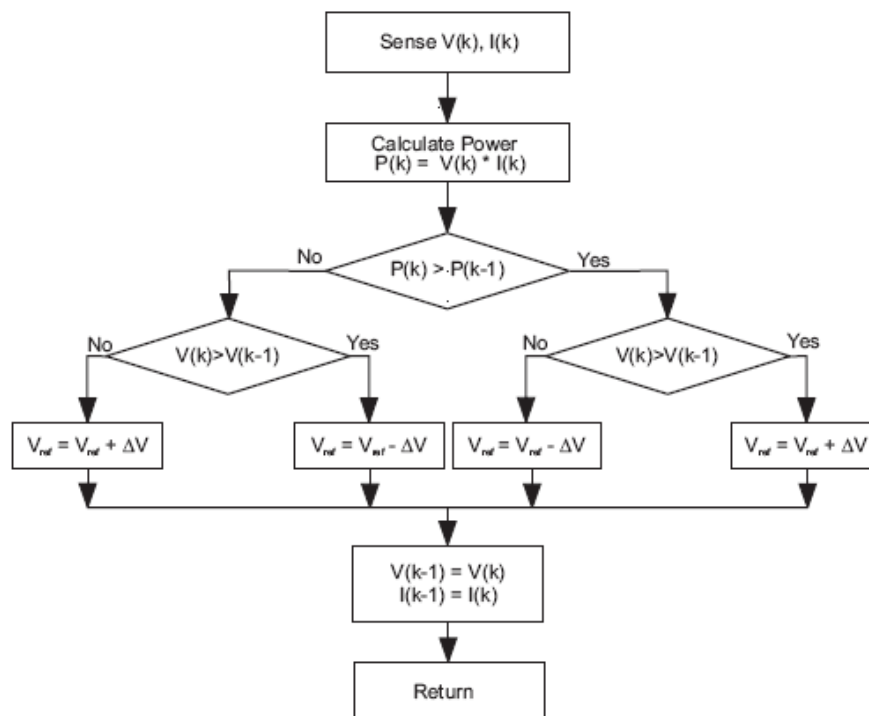


Figura 3.14: Fluxograma do método P&O.

Os resultados da simulação do algoritmo P&O para a variação da radiação são apresentados na Figura 3.15, de onde é possível observar as pequenas oscilações em torno do ponto de potência máxima, o que reduz a potência média extraída dos painéis fotovoltaicos.

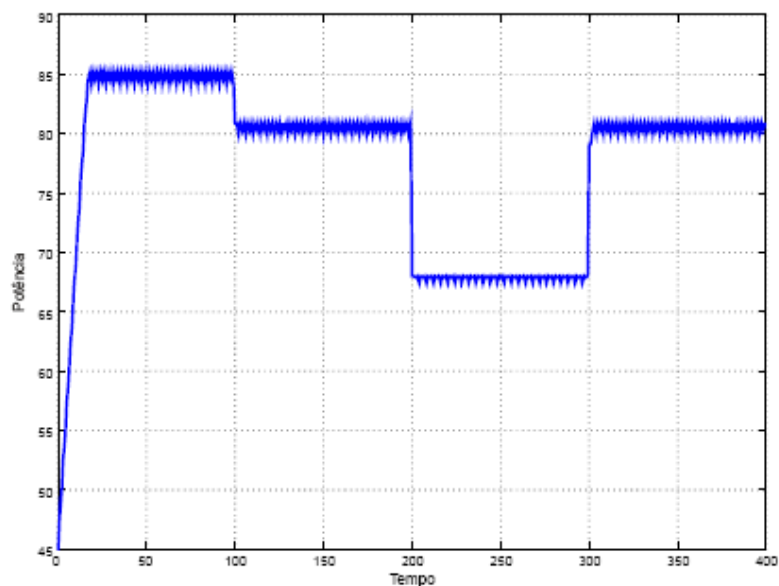


Figura 3.15: Simulação do método de P&O para variação da radiação solar.

3.7.1.3 - Método Hill Climbing (HC)

O *Hill Climbing* é aplicado aos sistemas perturbando o índice de modulação, em intervalos regulares [13], medindo a corrente e tensão actuais do painel e, em função dos resultados anteriores, decide em que zona da curva de potência se encontra. Uma vez conhecido a potência, o controlo altera o índice de modulação, de forma a levar o painel para o ponto de potência máximo. Este método não necessita de conhecer parâmetros do painel ao qual vão ser aplicado.

O algoritmo utilizado neste método, Figura 3.16, possui os mesmos problemas apresentados pela técnica P&O quando submetida a rápidas variações de radiação solar. No entanto o erro em regime permanente do HC é bastante superior.

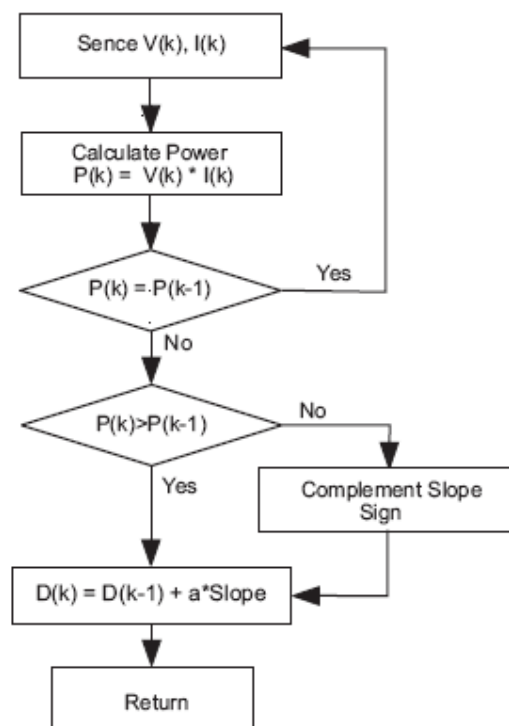


Figura 3.16: Algoritmo MPPT *Hill Climbing*.

O algoritmo, numa primeira mede a corrente e a tensão e calcula a potência associada ao painel fotovoltaico. Em seguida verifica se a potência do painel mantém o mesmo valor da iteração anterior. Caso verifique que não houve alteração mantém o índice de modulação, e termina essa iteração. Na etapa seguinte, e em função do que aconteceu com o valor da potência calculado, verifica, pela diferença de tensão da iteração anterior e da mais recente, em que zona da curva de potência se encontra. Finalmente, tendo esse conhecimento, aumenta ou diminui o índice de modulação de forma a fazer tender o estado do painel para o ponto de potência máximo.

Os resultados da simulação do algoritmo HC para a variação da radiação solar são apresentados na Figura 3.17. É possível observar, que da mesma forma que o método P&O, existem pequenas oscilações em torno do ponto de potência máxima, o que reduz a potência média extraída dos painéis fotovoltaicos.

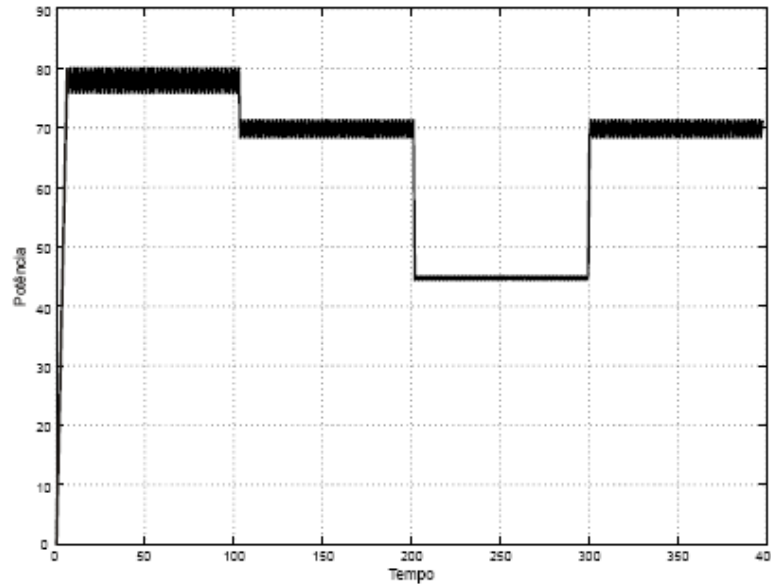


Figura 3.17: Simulação do método Hill Climbing com variação da radiação solar [47].

3.7.1.4 - Método Hill Climbing modificado (HC)

Este método, conforme o nome indica é uma alteração ao método *Hill Climbing* referido acima. O método modificado realiza o mesmo algoritmo com a diferença que a variável que altera o índice de modulação, $a(k)$, não tem um valor fixo mas sim dependente da diferença de potência entre duas iterações seguidas e é dado pela equação (3.13), que calcula a diferença entre a potência do painel actual com a potência registada na iteração anterior, dividido pelo índice de modulação e multiplicado por uma constante, c_m [13, 19].

$$a(k) = \frac{c_m (P(k) - P(k-1))}{a(k-1)} \quad (3.13)$$

O algoritmo utilizado neste método, possui as mesmas características que o método HC com a alteração do índice de modulação e está representado na Figura 3.18.

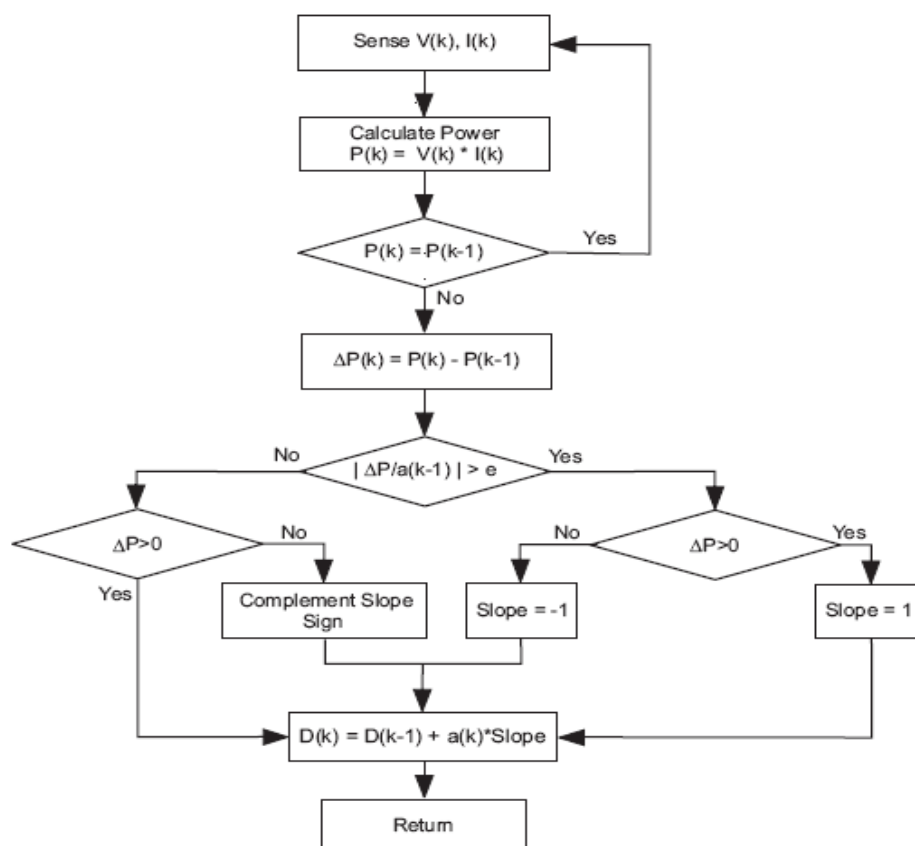


Figura 3.18: Algoritmo MPPT *Hill Climbing* modificado.

3.7.1.5 - Condutância Incremental (*IncCond*)

O método da condutância incremental, ao contrário das apresentadas anteriormente, apresenta melhores resultados em regime permanente e também para rápidas mudanças de radiação.

Neste método a curva de potência vs. tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos é utilizada para a busca do ponto de máxima potência [41].

A localização do ponto onde a máxima potência é extraída dos painéis é dada pela equação (3.14).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (3.14)$$

No fluxograma da Figura 3.19 é mostrado o método da condutância incremental.

A primeira etapa realiza as medições da corrente e tensão e o cálculo da potência associada ao painel para a aplicação do método. Em seguida, os desvios dV e dI são

calculados, subtraindo os valores de tensão $V(k-1)$ e corrente $I(k-1)$, obtidos na leitura anterior, dos valores $V(k)$ e $I(k)$, respectivamente.

A principal comparação realizada pelo algoritmo confronta os valores de $\frac{dI}{dV}$ e $-\frac{I}{V}$.

Segundo a equação (3.15), no ponto de máxima potência $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$ e portanto, nenhuma acção é tomada. Os valores da tensão $V(k-1)$ e corrente $I(k-1)$ são actualizados e o algoritmo retorna ao início.

Quando $\frac{dI}{dV} \neq -\frac{I}{V}$ a tensão de referencia V_{ref} é ajustada no sentido de mover a tensão do painel fotovoltaico até a tensão de máxima potencia, de acordo com o sinal de $\frac{dP}{dV}$.

Se o sistema já estiver a operar no ponto de máxima potencia ($dV=0$) as alterações climáticas detectadas através de $dI \neq 0$ e o ajuste da tensão de referência V_{ref} dependerá do sinal de dI .

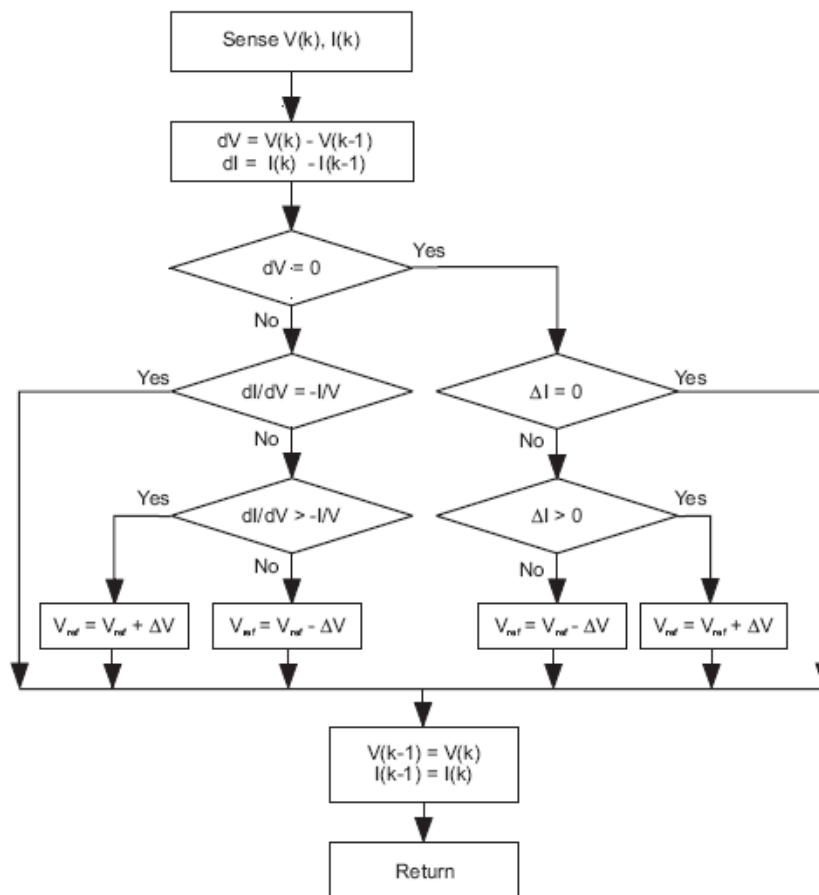


Figura 3.19: Algoritmo MPPT Condutância Incremental.

Os resultados da simulação do algoritmo IncCond são apresentados na Figura 3.20. Esta técnica apresenta erro em regime permanente muito pequeno, apresentando um melhor

aproveitamento da energia gerada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos quando comparado com as técnicas de busca do ponto de máxima potência apresentados nas secções anteriores.

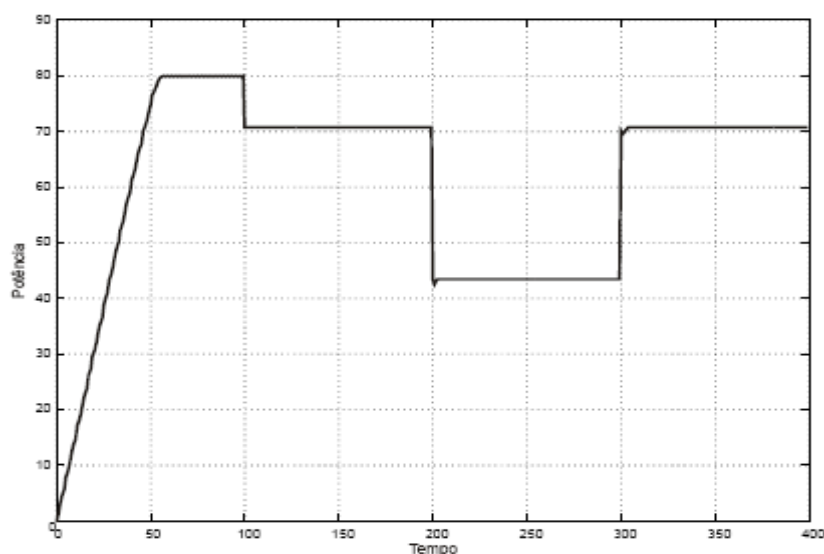


Figura 3.20: Simulação do método Condutância Incremental com variação da radiação solar [47].

3.7.1.6 - Conclusões

O máximo aproveitamento da energia disponibilizada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos é de fundamental importância para a redução dos custos da energia eléctrica gerada num sistema fotovoltaico.

Devido às características de funcionamento dos painéis fotovoltaicos o ponto de funcionamento onde a máxima potência é gerada não é constante, variando com a temperatura, e radiação solar. Desta forma, para um sistema fotovoltaico aproveitar ao máximo a energia gerada, o seu ponto de funcionamento deve ser constantemente alterado. Para isso, o uso de um controlo MPPT é imprescindível.

Neste capítulo foram apresentados os principais métodos utilizados em sistemas fotovoltaicos para determinar o ponto de máxima de potência. Da literatura [13] verifica-se que não existe nenhum algoritmo MPPT que seja óptimo em todas as características observadas. Sendo assim conclui-se que a escolha do algoritmo a implementar num determinado sistema de conversão de energia é característica da aplicação.

De acordo com os resultados apresentados, para utilização em circunstâncias ambientais estáveis, o método de Tensão Constante é simples de implementar, preciso e rápido a atingir o ponto de potência máxima. Na simulação, devido à variação da radiação solar, o método obteve o menor aproveitamento da energia gerada pelos painéis, pelo facto de possuir um erro em regime constante.

Para aplicações onde a precisão seja a característica pretendida surgem como principal alternativa os métodos *Hill Climbing* ou Condutância Incremental, que com passos mais pequenos são mais precisos. A característica negativa destes métodos é o tempo necessário para atingir o ponto de potência máximo que é elevado. O método *Hill Climbing* modificado surge como alternativa pois consegue ter precisão e também rapidez, embora à custa de um algoritmo mais complexo.

Os métodos P&O e HC apresentaram resultados superiores ao de Tensão Constante, porém ambas possuem oscilações em torno do ponto de máxima potência, o que reduz a potência média extraída dos painéis fotovoltaicos.

O método de Condutância Incremental não apresentou oscilações em torno do ponto de máxima potência, sendo por isso o método que apresenta o melhor aproveitamento da energia gerada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos, quando comparada com os demais métodos abordados.

Capítulo 4

Desenvolvimento de Conversor *Single-Stage*

4.1 - Conversor Single-Stage

Em 2.1.1 referiu-se que os sistemas de conversão de energia fotovoltaica modulares *single-stage*, são o esquema mais apropriado a implementar, na instalação de projectos de geração de energia descentralizados de pequena potência.

Neste capítulo será apresentado um novo tipo de conversor *single-stage* para aplicação em sistemas domésticos de conversão de energia fotovoltaica, sendo demonstrado o seu funcionamento utilizando um esquema modelado em PSIM[®]. Este conversor foi desenvolvido pelo aluno André Nelson Matias e Silva na sua tese de mestrado, intitulada Sistema de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica, realizada no 2º semestre do ano passado, orientada pelo professor Dr. Armando Luís Sousa Araújo. Em conjunto com o conversor será modelado, no final deste capítulo, será apresentado um controlador MPPT para permitir obter do painel fotovoltaico o máximo de potência possível em todo o instante de tempo.

4.2 - Escolha da topologia [27]

Um conversor *single-stage*, para aplicação em sistemas de conversão de energia fotovoltaica modulares, deverá apresentar um esquema eléctrico que seja capaz de realizar diversos objectivos em simultâneo.

Devido à diferença de tensões que se verifica entre o painel fotovoltaico e a rede, uma das características do conversor deverá ser a capacidade de amplificação de tensão. Tratando-se a saída de uma tensão variável, abaixo ou acima da tensão fixa do painel fotovoltaico, a capacidade de amplificação do conversor, deverá permitir que este funcione como abaixador ou elevador.

Para realizar a transferência de energia do painel fotovoltaico para a rede eléctrica o conversor deverá injectar na rede uma onda de corrente sinusoidal a 50 Hz, na saída, em fase com a tensão da rede.

O conversor será ligado a um painel fotovoltaico que, deverá ser controlado por um algoritmo MPPT, que o coloque num estado de funcionamento tal que forneça o máximo de potência. O conversor deverá ser capaz de alterar o estado de funcionamento do painel fotovoltaico para ser possível a aplicação de métodos MPPT.

Por último pretende-se que o conversor *single-stage* a desenvolver seja uma alternativa para a inclusão em sistemas de conversão de energia fotovoltaicos modulares. Como tal este deverá ser compacto, apresentar uma eficiência de conversão elevada.

O conversor apresentado na Figura 4.1 foi desenvolvido com base nos conversores *step-up* e *step-down*, com o objectivo de funcionar como abaixador ou elevador de tensão, para satisfazer todas as características referidas para ser aplicado a um sistema *single-stage*.

O conversor proposto é composto por um conversor DC/DC seguido de uma ponte H ligada à rede eléctrica, como se pode ver na Figura 4.1.

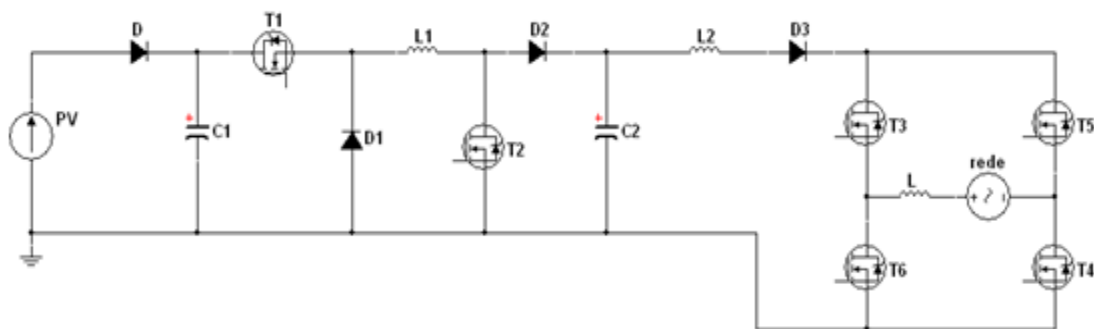


Figura 4.1: Conversor proposto [27]

Os transístores T_1 e T_2 do conversor são comandados simultaneamente por um sinal PWM de alta frequência controlando, desta forma, a energia que é transferida pela bobina L_1 . Essa característica permite controlar a corrente da bobina L_2 verificando-se que é assim possível gerar, em L_2 , uma onda de corrente sinusoidal rectificada.

Como a onda de saída do conversor deverá ser uma onda de corrente sinusoidal, foi incluída na saída do conversor uma ponte H. Este elemento permite a inversão do sentido da

corrente injectada na rede, quando a tensão desta é negativa. A ponte em H tem a particularidade de ser comutada à frequência da rede (50 Hz) e durante os períodos em que a tensão e corrente são nulas, permitindo uma comutação sem perdas.

Os díodos presentes no conversor impedem que haja transferência de energia da rede para o painel fotovoltaico. O díodo D_3 , em conjunto com o modo de comutação da ponte H, impede que a potência de saída do conversor possa ser negativa.

4.3 - Modelação em espaço de estados [28, 29]

Nesta secção será discutida a modelação em espaço de estados. Existem várias técnicas de modelação de conversores e, apesar de os autores optarem por representações específicas das funções de saída, o resultado final é equivalente em quase todos os métodos.

A descrição por espaço de estados da dinâmica de um sistema é uma parte importante das teorias de controlo moderno. Um modelo deste tipo baseia-se nas variáveis essenciais para a descrição da evolução dinâmica do sistema. São estas variáveis que se utilizarão para calcular o modelo de média e posteriormente para obter a linearização para pequenos sinais. O primeiro passo para a determinação do modelo dinâmico de pequenos sinais é a descrição das variáveis de estado, entradas e saídas.

4.3.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas

As variáveis de estado de um sistema dinâmico são o menor conjunto de variáveis que determinam o estado do sistema dinâmico. Se pelo menos n variáveis $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$ são necessárias para descrever completamente o comportamento de um sistema dinâmico (tal que uma vez dada a entrada para $t \geq t_0$ e o estado inicial em $t = t_0$ é especificado, o estado futuro do sistema está completamente determinado), então as tais n variáveis $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$ são um conjunto de variáveis de estado.

Em sistemas eléctricos a escolha natural para estas variáveis são as correntes em bobinas e as tensões ou cargas em condensadores.

As entradas são descritas por sinais externos tais como, formas de onda de tensão e corrente provenientes de fontes de alimentação, e são ainda descritas também por sinais que controlam o sistema. Estas variáveis podem ser controladas ou então ser originadas por perturbações sob as quais não se tem controlo, mas em qualquer um dos casos as leis que descrevem o seu comportamento aparecem no modelo em espaço de estados.

As saídas são valores mensuráveis do sistema, ou simplesmente grandezas cujo valor é de interesse para a análise. As saídas são descritas como funções do estado do sistema e das suas entradas.

4.3.2 - Equações de estado

A descrição por espaço de estados é uma forma canónica de escrever as equações diferenciais que descrevem um sistema.

Admita-se que um sistema multivariável (múltiplas entradas e múltiplas saídas) envolva n integradores. Suponha-se também, que haja m sinais de entrada $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_m(t)$ e l sinais de saída $y_1(t)$, $y_2(t)$, ..., $y_l(t)$. Definam-se as n variáveis de saída dos integradores como variáveis de estado com valor: $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$. O sistema de equações pode ser descrito por:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ \frac{dx_2}{dt} &= \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t),\end{aligned}\tag{4.1}$$

Estas expressões descrevem as variações instantâneas de cada uma das variáveis de estado em função dos argumentos indicados, ou seja, os valores instantâneos de todas as variáveis de estado, das entradas e do tempo.

Os valores dos sinais de saída $y_1(t)$, $y_2(t)$, ..., $y_l(t)$ do sistema são dados por:

$$\begin{aligned}y_1(t) &= g_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ y_2(t) &= g_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ &\vdots \\ y_l(t) &= g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t),\end{aligned}\tag{4.2}$$

Esta equação mostra que as saídas são determinadas em qualquer instante de tempo pelas variáveis de estado e pelas entradas.

Definindo-se

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \begin{bmatrix} f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\ f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\ \vdots \\ f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_l(t) \end{bmatrix}, \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \begin{bmatrix} g_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\ g_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\ \vdots \\ g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

então as equações (4.1) e (4.2) tornam-se

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (4.7)$$

onde a equação (4.6) é a equação de estado e a equação (4.7) é a equação de saída. Se as funções vectoriais \mathbf{f} e/ou \mathbf{g} envolverem explicitamente a variável t , então o sistema será dito variante no tempo.

Se as equações (4.6) e (4.7) forem linearizadas em torno do estado de operação, resultam as seguintes equações lineares para o estado e para a saída:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \quad (4.8)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t) \quad (4.9)$$

onde $\mathbf{A}(t)$ é dita a matriz de estado, $\mathbf{B}(t)$ a matriz de entrada, $\mathbf{C}(t)$ a matriz de saída e $\mathbf{D}(t)$ a matriz de transmissão directa.

A Figura 4.2 representa as equações (4.8) e (4.9) sob a forma de diagrama de blocos.

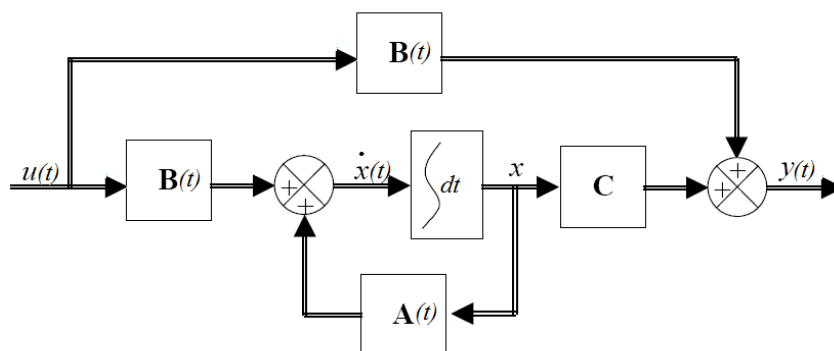


Figura 4.2: Diagrama de blocos de sistema linear, contínuo no tempo, representado no espaço de estados [31].

Se as funções vectoriais f e/ou g não envolverem, explicitamente, a variável t , o sistema é dito invariante no tempo. Neste caso as equações (4.8) e (4.9) podem ser simplificadas para a forma

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (4.10)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (4.11)$$

A equação (4.10) é a equação de estado de sistemas lineares e invariantes no tempo. A equação (4.11) é a equação de saída do mesmo tipo de sistema.

4.3.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema

A seguinte análise tem como objectivo descrever os passos necessários para a obtenção da função de transferência que relaciona a tensão de saída com o ciclo activo de um conversor. Seguindo uma modelação por espaço de estados esta função só poderá ser obtida após linearização do sistema de equações, uma vez que a expressão relacionará pequenas perturbações na tensão de saída com perturbações no valor do *duty-cycle* em torno de um ponto de funcionamento.

Os passos a efectuar são os seguintes [30]:

1. Descrição das variáveis de estado para cada um dos estados do sistema.

Num conversor que possui apenas um comutador podem ser considerados três estados de funcionamento, dois correspondentes ao modo de condução contínua, um correspondente ao estado *on* e o outro ao *off* dos transístores, e um terceiro modo relativo à condução descontínua, que neste estudo não será considerado. Desse modo, para o intervalo de tempo em que o comutador está a conduzir, $q(t)=1$ ($q(t)$ é a função de controlo dos transístores), tem-se:

$$\dot{x}(t) = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u_i \quad (4.12)$$

$$y(t) = C_1 \cdot x + E_1 \cdot u_i \quad (4.13)$$

onde o vector x é formado pela variável de estado, A_1 é matriz de estado, B_1 é a matriz de entrada, u_i é o vector de entrada, y é o vector de saída, C_1 é a matriz de saída e E_1 é a matriz de transmissão.

Para o intervalo em que o comutador está bloqueado, ou seja, $q(t)=0$ tem-se

$$\dot{x}(t) = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u_i \quad (4.14)$$

$$y(t) = C_2 \cdot x + E_2 \cdot u_i \quad (4.15)$$

onde A_2 é a matriz de estado, B_2 é a matriz de entrada, C_2 é a matriz de saída e E_2 é a matriz de transmissão.

2. Produzir um modelo de média usando o ciclo activo d .

A partir dos dois estados descritos e das equações apresentadas é então possível obter um modelo baseado na média dos estados do circuito num período de comutação, obtendo-se as seguintes relações:

$$\dot{\bar{x}} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{u}_i \quad (4.16)$$

$$\bar{y} = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{u}_i \quad (4.17)$$

onde $d = \bar{q}$.

3. Introduzir pequenas perturbações ac e separar em parte ac e dc.

As perturbações, representadas por \sim , são introduzidas nas quantidades DC em regime permanente (representadas por letras maiúsculas). Deste modo, as variáveis de estado, entradas e saídas passam a ser representadas pela soma entre o termo DC e o termo AC, como descrito nas equações seguintes.

$$\begin{cases} x = X + \tilde{x} \\ u_i = U_i + \tilde{u}_i \\ y = Y + \tilde{y} \\ d = D + \tilde{d} \end{cases} \quad (4.18)$$

Onde, x é o vector das variáveis de estado, u_i é o vector das variáveis de excitação e y é vector das variáveis de saída e d é a razão cíclica, sendo que as variáveis maiúsculas representam as grandezas em regime permanente e as variáveis acompanhadas do símbolo (-) representam suas variações em torno de um ponto de operação.

Considerando que o desvio do vector das variáveis de excitação, \tilde{u}_i , é nulo e substituindo (4.18) em (4.16) tem-se:

$$\dot{X} + \dot{\tilde{x}} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D + \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D + \tilde{d})]U_i \quad (4.19)$$

Desprezando os termos contendo o produto entre \tilde{d} e \tilde{x} pode-se reescrever (4.19) separando as parcelas e sabendo que a derivada de X é zero, obtém-se as equações que se seguem.

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BU_i + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d} \quad (4.20)$$

onde,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D), \quad (4.21)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D). \quad (4.22)$$

A partir da equação (4.20) facilmente se obtém a expressão que descreve o regime permanente do sistema, bastando para isso igualar as perturbações e as suas derivadas a zero.

$$AX + BU_i = 0 \quad (4.23)$$

Utilizando este resultado em (4.20) define-se então a equação linear do sistema da seguinte forma:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d} \quad (4.24)$$

Similarmente para o vector das variáveis de saída tem-se:

$$Y + \tilde{y} = CX + EU_i + C\tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d}, \quad (4.25)$$

onde,

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D), \quad (4.26)$$

$$E = E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D). \quad (4.27)$$

A equação relativa ao regime permanente é:

$$Y = CX + EU_i \quad (4.28)$$

e finalmente,

$$\tilde{y} = C\tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d}, \quad (4.29)$$

A partir das equações (4.23) e (4.28) é possível definir o valor de saída em regime permanente.

$$Y = -CA^{-1}BU_i + EU_i \quad (4.30)$$

4. Passagem das equações lineares para o domínio s.

Utilizando a transformada de Laplace em (4.24) e (4.29) tem-se:

$$s \cdot \tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d}(s), \quad (4.31)$$

e

$$\tilde{y}(s) = C\tilde{x}(s) + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U_i] \cdot \tilde{d}(s), \quad (4.32)$$

Isolando $\tilde{x}(s)$ em (4.31) e substituindo o resultado em (4.32) pode-se obter uma função de transferência $T_p(s)$ entre a variável de saída $\tilde{y}(s)$ e a razão cíclica $\tilde{d}(s)$ para o andar de potência de um conversor a operar no modo de condução contínua, onde I representa a matriz identidade.

$$T_p(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [sI - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U_i] + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U_i] \quad (4.33)$$

4.4 - Modelação do conversor proposto em espaço de estados

Atendendo às características dos conversores DC/DC abordadas na secção 2.2, e ao seu circuito, apresentado na Figura 4.1, as equações que modelam este conversor serão idênticas às equações que modelam um conversor buck-boost [30].

Assim sendo, as variáveis para o modelo em espaço de estados serão escolhidas conforme a Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Variáveis para o modelo em espaço de estados.

Variáveis de estado		Variáveis de saída		Variáveis de entrada	
Tensão no Condensador 2	$V_{C2} = x_1$	Tensão na Saída	$V_o(t)$	Tensão do painel	$v_{in}(t)$
Corrente na Bobine 1	$I_{L1} = x_2$			Duty-cycle	$q(t)$

De modo a simplificar o modelo de média, a linearização e posteriormente a obtenção da função de transferência, serão apenas apresentados quatro estados de funcionamento distintos representados na Tabela 4.2. Os transístores T_1 e T_2 do conversor são comandados simultaneamente por um sinal PWM de alta frequência controlando, evitando assim os modos em que o T_1 está ON e o T_2 está OFF, e vice-versa.

Para simplificar a validação das equações do modelo de média e do modelo de linearização, a bobina L_2 e a ponte H foram substituídas por uma resistência, R . Assim é possível observar para que valor tende a saída e facilmente validar os modelos da média e linearizado implementado em PSIM[®] e em Simulink[®].

Tabela 4.2: Estados de funcionamento associados ao conversor desenvolvido.

Estado	T1	T2	T3/T4	T5/T6	D1	D2	Tensão da Rede
I	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	>0
II	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	>0
III	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	<0
IV	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	<0

Os estados I ou III são caracterizados pelo armazenamento de energia na bobina L_1 . O esquema eléctrico associado está representado na Figura 4.3.

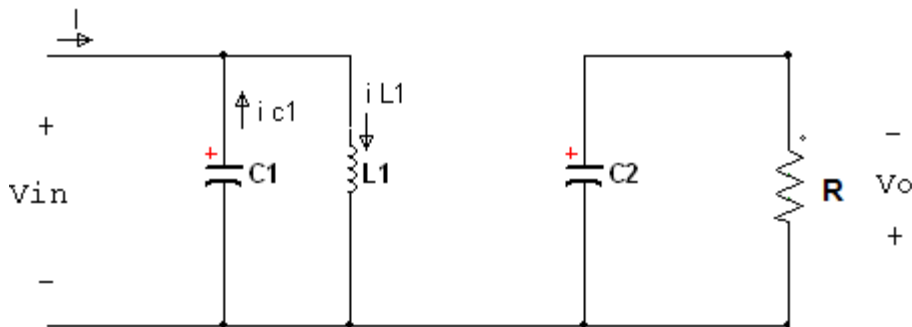


Figura 4.3: Estados I e III do conversor proposto

Durante estes estados a corrente da bobina L_1 é dada pela lei dos nós de *Kirchhoff*:

$$I + i_{C1} - i_{L1} = 0 \Leftrightarrow i_{L1} = I + i_{C1}, \quad (4.34)$$

Da (4.34) conclui-se que a energia armazenada pela bobina L_1 é fornecida pelo painel fotovoltaico e pelo condensador C_1 . A amplificação de tensão que o conversor tem que realizar leva à necessidade de carregar a bobina L_1 com correntes muito superiores à fornecida pelo painel, durante o ponto máximo da onda de corrente de saída.

Este aspecto influencia a escolha do valor dos componentes. A bobina L_1 deve ter um valor baixo que permita atingir o valor da corrente necessária, no curto espaço de tempo em

que está a ser carregada. O condensador C_1 deve ter um valor elevado pois deve ser capaz de armazenar energia suficiente que permita satisfazer os picos de corrente da bobina L_1 .

A corrente injectada na rede é fornecida pela bobina L_2 e pelo condensador C_2 . Pretende-se que a corrente injectada na rede se mantenha contínua e com pouca ondulação durante este estado. Para obter esse objectivo o valor de L_2 deve ser elevado. O valor de C_2 será discutido quando forem referidos os estados II e IV.

Analisando a Figura 4.3 e atendendo aos dados da Tabela 4.1 chega-se então às seguintes relações, sabendo que $v_{in} = v_{C1}$.

$$i_{C2} = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}(t)}{R \cdot C_2} \quad (4.35)$$

$$v_{C1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{1}{L_1} v_{in} \quad (4.36)$$

$$v_{C2}(t) = v_o(t) \quad (4.37)$$

Por sua vez as equações anteriores permitem obter o modelo de estado para $q(t)=1$ (estados I e III) representado pelas relações que se seguem:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C2} \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot v_{in}, \quad (4.38)$$

$$[v_o] = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_1} \cdot v_{in}. \quad (4.39)$$

Após os estados I ou III, os transístores T_1 e T_2 são desligados passando para os estados II ou IV. Estes estados são caracterizados pela transferência de energia da bobina L_1 para o condensador C_2 e bobina L_2 . O esquema associado é o da Figura 4.4, descrito pelas equações que se seguem.

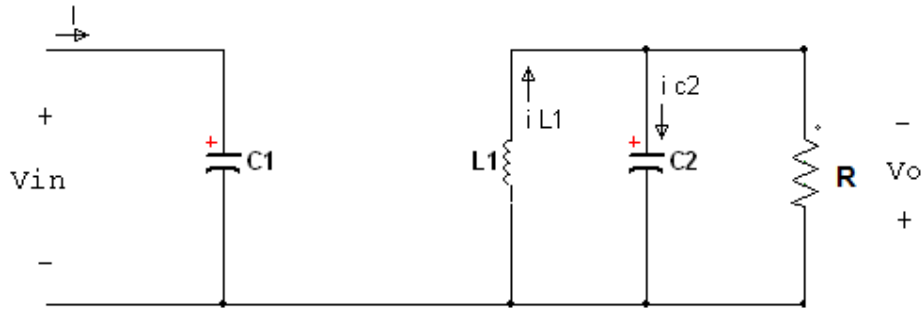


Figura 4.4: Estados II e IV do conversor proposto

Neste estado o condensador C_1 é carregado com a corrente I do painel fotovoltaico. É durante esta etapa que o condensador C_1 deve armazenar energia suficiente para fornecer à bobina L_1 quando necessário. Novamente se conclui que o seu valor deve ser elevado para não permitir que a tensão aos seus terminais seja alterada pela acção de I .

Pela análise da Figura 4.4 verifica-se que, durante este estado, a bobina L_1 é o elemento responsável por carregar a bobina L_2 o condensador C_2 . Pela lei dos nós de Kirchhoff:

$$i_{L1} - i_R - i_{C2} = 0 \Leftrightarrow i_R + i_{C2} = i_{L1} \quad (4.40)$$

Neste estado, a corrente armazenada em L_1 deverá anular-se. A partir desta característica confirma-se que a bobina L_1 deverá ter um valor baixo.

A inclusão de C_2 no conversor desenvolvido tem o objectivo de controlar a corrente da bobina L_2 e criar um caminho de baixa impedância. Este caminho permite a circulação da diferença de corrente entre a bobina L_1 e L_2 , impedindo assim o aparecimento de picos de tensão aos terminais das mesmas. O condensador C_2 deve ser carregado com uma tensão variável próxima da rede para controlar a corrente da bobina L_2 segundo a equação (4.41).

Para que o controlo da corrente de L_2 seja o mais dinâmico possível, conclui-se que a variável V_{C2} deve poder alterar-se rapidamente, logo, o valor de C_2 deverá ser baixo.

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int (V_{C2} - V_o) \quad (4.41)$$

Analisando a Figura 4.4 e atendendo aos dados da Tabela 4.1 chega-se então às seguintes relações, sabendo que $v_{in} = v_{C1}$.

$$i_{C2} = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{C2}(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}(t)}{R \cdot C_2} + \frac{i_{L1}(t)}{C_2} \quad (4.42)$$

$$v_{C2}(t) + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{L_1} \quad (4.43)$$

$$v_{C2}(t) = v_o(t) \quad (4.44)$$

Por sua vez as equações anteriores permitem obter o modelo de estado para $q(t)=0$ (estados II e IV) representado pelas relações que se seguem:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C2} \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & 0 \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot v_{in}, \quad (4.45)$$

e,

$$[v_o] = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \cdot v_{in}. \quad (4.46)$$

Utilizando as relações (4.38), (4.39) e (4.45), (4.46) dos dois estados e desenvolvendo para se obter o modelo de média dado por (4.16) e (4.17) chega-se então as seguintes expressões que descrevem este conversor segundo um modelo de média em espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{v}}_{C2} \\ \dot{\bar{i}}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2}(1-d) \\ -\frac{1}{L_1}(1-d) & 0 \end{bmatrix}}_{A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_{C2} \\ \bar{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1}d \end{bmatrix}}_{B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)} \cdot \bar{v}_{in}, \quad (4.47)$$

e,

$$[\bar{v}_o] = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_{C2} \\ \bar{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1-d)} \cdot \bar{v}_{in}. \quad (4.48)$$

A linearização é efectuada da forma descrita anteriormente na secção 4.3.3 no terceiro ponto. Utilizando (4.24) e (4.29) juntamente com as equações que descrevem o modelo de média (4.47) e (4.48) obtém-se o seguinte resultado para o modelo linearizado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2}(1-D) \\ -\frac{1}{L_1}(1-D) & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_2} i_{L1} \\ \frac{v_{C2} + v_{in}}{L_1} \end{bmatrix}}_{(A_1-A_2)X + (B_1-B_2)U_i} \cdot \tilde{d}, \quad (4.49)$$

e,

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{(C_1-C_2)X + (E_1-E_2)U_i} \cdot \tilde{d} \quad (4.50)$$

Com estes resultados pode-se então chegar à função de transferência aplicando a estes modelos a equação (4.33).

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_{C2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I_{L1}}{C_2} \frac{-s + \frac{(1-D)}{I_{L1}} \cdot \left(\frac{V_{C2} + V_{in}}{L_1} \right)}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C_2} + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_2}}, \quad (4.51)$$

A equação (4.51) representa a função de transferência, relacionando as variações da tensão do condensador com as variações no ciclo activo. Este resultado será muito importante para o projecto de um controlador eficiente. A análise feita até aqui impõe que o controlo seja baseado em controlo da tensão de saída.

A função de transferência (4.51) não engloba a bobina L_2 e a ponte H, então a estrutura do conversor apresentado na Figura 4.1, que define o todo o conversor, pode ser representada, sem perda de generalidade, como a fonte controlada da tensão $V_{C2}(t)$, apresentada na Figura 4.5, onde $V_o(t)$ é a tensão da rede e o $I_{L2}(t)$ é a corrente de saída do sistema fotovoltaico [46].

Na Figura 4.5 o fluxo de energia é controlado pelo $I_{L2}(t)$. Esta corrente é definida pela diferença da tensão entre as fontes $V_{C2}(t)$ e $V_o(t)$, aplicada através da impedância. Neste caso, como a impedância é uma indutância pura, a corrente será igual ao integral da tensão através dela. Como $V_o(t)$ é conhecido, uma vez que é a tensão da rede de serviço público, $V_{C2}(t)$ é a tensão imposta, consequentemente $V_L(t)$, de forma conveniente, é uma maneira de obter a corrente de saída desejada através da bobina. Assim:

$$V_L(t) = V_{C2}(t) - V_o(t). \quad (4.52)$$

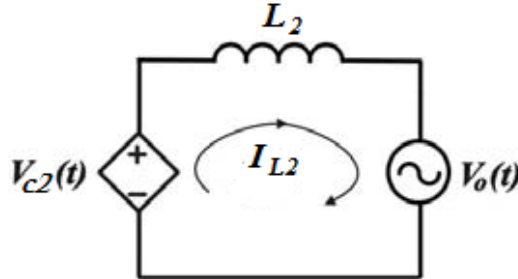


Figura 4.5: Circuito simplificado equivalente do Conversor proposto

Ignorando o efeito dos componentes harmônicos da frequência do interruptor na tensão $V_{C2}(t)$, uma vez que a bobina funciona como um baixo filtro de passagem para a corrente, a tensão imposta através da bobina é representada simplesmente por (4.52).

A Figura 4.6 mostra a aplicação da equação anterior em que o conversor permite que a tensão seja imposta através da bobina L_2 , segundo as indicações do circuito equivalente da Figura 4.5.

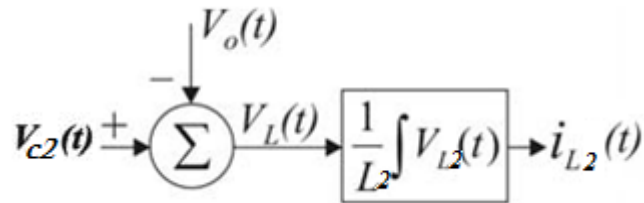


Figura 4.6: Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado.

A Figura 4.7 demonstra a estratégia clássica do controlo, em que $V_{C2}(t)$ é determinado pelo sinal actual do erro que passa através do compensador e o sinal do erro é a diferença entre uma amostra da corrente e sua referência.

Observa-se, entretanto, que a tensão da saída, $V_o(t)$, aparece como um distúrbio no modelo. Na Figura 4.7, o bloco que contém T_p , representa a função de transferência calculada em (4.51), que relaciona as variações da tensão do condensador com as variações no ciclo activo.

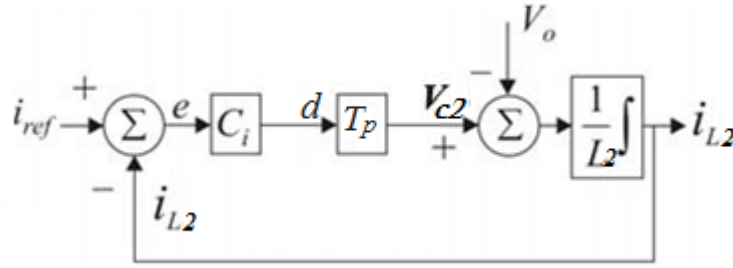


Figura 4.7: Diagrama de blocos do controlo clássico

Do diagrama de bloco da Figura 4.7, o erro actual do sinal é igual:

$$e(t) = i_{Lref}(t) - i_L(t). \quad (4.53)$$

Para o conversor proposto é necessário realizar um controlo em corrente, como visto na Figura 4.1. Observando a Figura 4.7 é possível obter uma função de transferência (4.54) que relacione a corrente de saída, com o ciclo activo, sendo necessário para isso considerar uma variável de saída diferente, no caso $i_{L2}(t)$.

Para obter a função de transferência (4.54) recorreu-se à ferramenta Simulink, que permite linearizar o diagrama de blocos desejado. A Figura 4.8 representa o diagrama de blocos utilizado para a linearização.

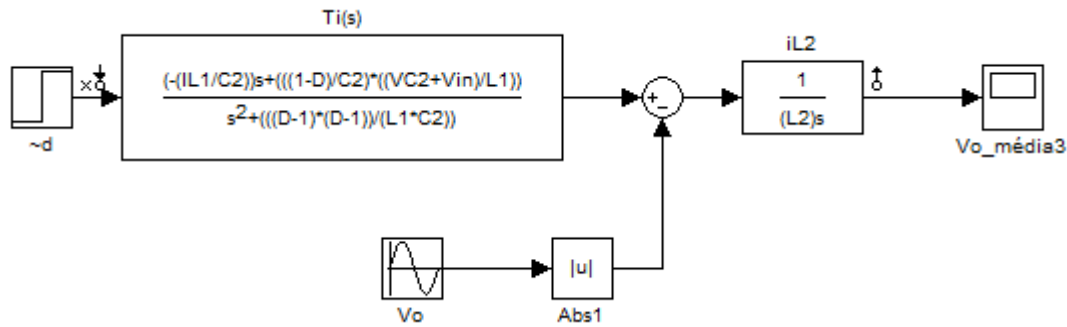


Figura 4.8: Diagrama de blocos implementado em Simulink para obter a Função de Transferência (4.54).

O resultado obtido foi o seguinte:

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-s^2 \frac{V_o}{L_2} - s \frac{I_{L1}}{L_2 \cdot C_2} + \left(\frac{(1-D) \cdot (V_{C2} + V_{in}) - V_o \cdot (1-D)^2}{L_2 \cdot L_1 \cdot C_2} \right)}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{R \cdot C_2} + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_2} \right)} \quad (4.54)$$

A equação (4.54) representa a função de transferência do conversor, relacionando as variações da corrente de saída com as variações no ciclo activo.

Na Figura 4.9, obtém-se o diagrama de blocos equivalente, substituindo a função de transferência calculada em (4.54) no diagrama de blocos da Figura 4.7. O bloco C_i representa o compensador que vai ser desenvolvido no Capítulo 6.

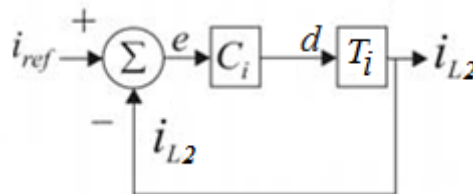


Figura 4.9: Diagrama de blocos do controlo clássico simplificado.

4.5 - Verificação da validade dos modelos obtidos para o conversor

Para verificar a validade das equações apresentadas anteriormente recorreu-se aos programas de simulação, PSIM e MATLAB.

No PSIM realizaram-se a simulação de três circuitos eléctricos, um capaz de simular o comportamento real do conversor representado na Figura 4.10, onde se controla a base do transístor em malha aberta com uma onda PWM genérica, um outro circuito capaz de simular a média do conversor e por fim um circuito já linearizado.

Os valores dos componentes escolhidos para esta verificação estão representados na Figura 4.10. O objectivo nesta secção é comparar a resposta dos dois simuladores.

Como já foi referido anteriormente, para melhor visualizar se os modelos obtidos estavam bem implementados, a bobina L_2 e a rede foram substituídas por uma carga, R .

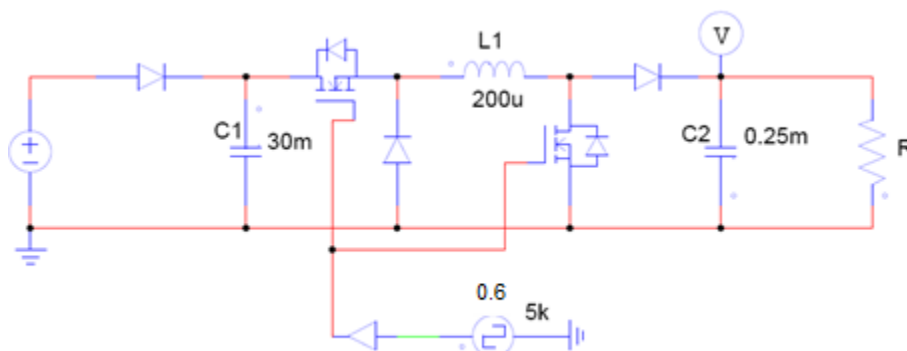


Figura 4.10: Circuito de simulação de valores instantâneos em PSIM.

4.5.1 - Validação do modelo da média do conversor proposto

O MATLAB foi utilizado para simular o modelo de média em espaço de estados, recorrendo-se para isso ao *Simulink* onde se criou um esquema como o da Figura 4.11.

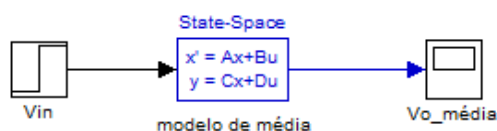


Figura 4.11: Simulação do modelo de média em *Simulink*.

Para construir um circuito no PSIM que simule a média do conversor, recorreu-se ao modelo de média de comutação para conversores de altas-frequências [28].

Este procedimento consiste em substituir todos os “interruptores” que existam no circuito original pelo modelo de média. Este modelo possui um ponto médio e duas posições de funcionamento, ou seja, permite substituir dois “interruptores” que existam no circuito original e que comutem alternadamente [28]. Uma vez que este conversor proposto só tem dois elementos que funcionem como interruptor, os dois transístor e os dois díodos, e comutam alternadamente, quando um conduz o outro não, só é necessário usar um modelo de média de comutação.

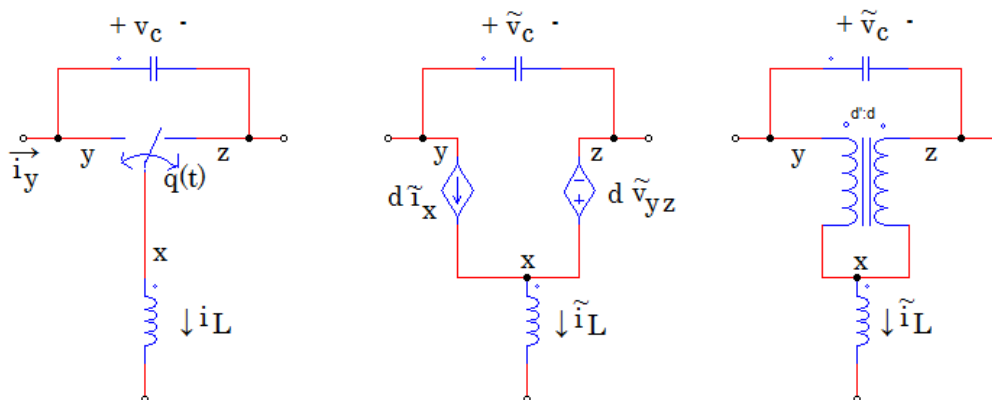


Figura 4.12: (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado média de comutação para condução contínua com duty-cycle d , usando fontes controladas. (c) modelo aproximado média de comutação usando transformador ideal. [28]

Substituindo então os transístores e os díodos pelo modelo de média da Figura 4.12 (b) uma vez que é este que nos permite a variação do ciclo activo, obtemos o circuito da Figura 4.13.

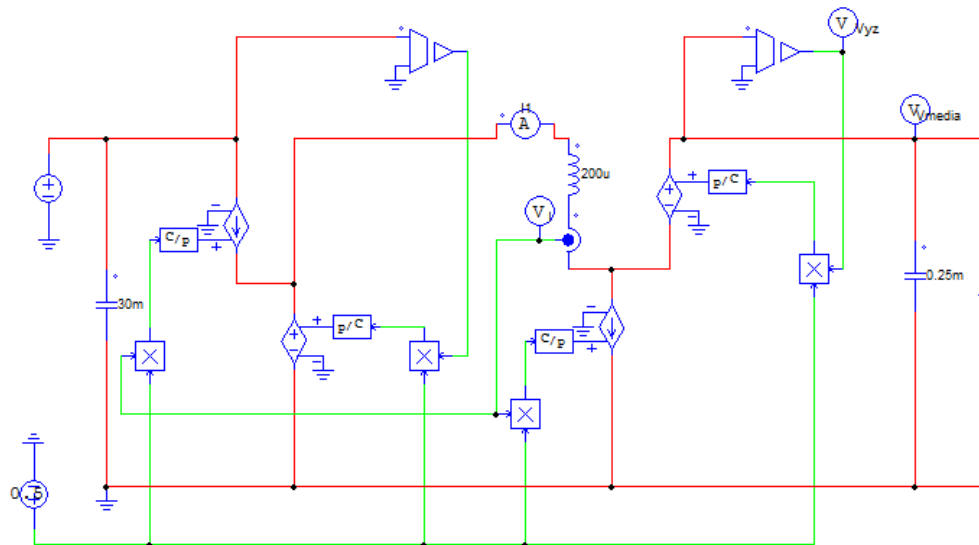


Figura 4.13: Circuito de simulação do modelo de média de conversor em PSIM.

Os resultados obtidos da simulação são os apresentados nas figuras seguintes.

Na Figura 4.14, pode-se verificar que o circuito de média da Figura 4.14 (V_{o_media}) simula correctamente a média do circuito instantâneo da Figura 4.14 (V_o).

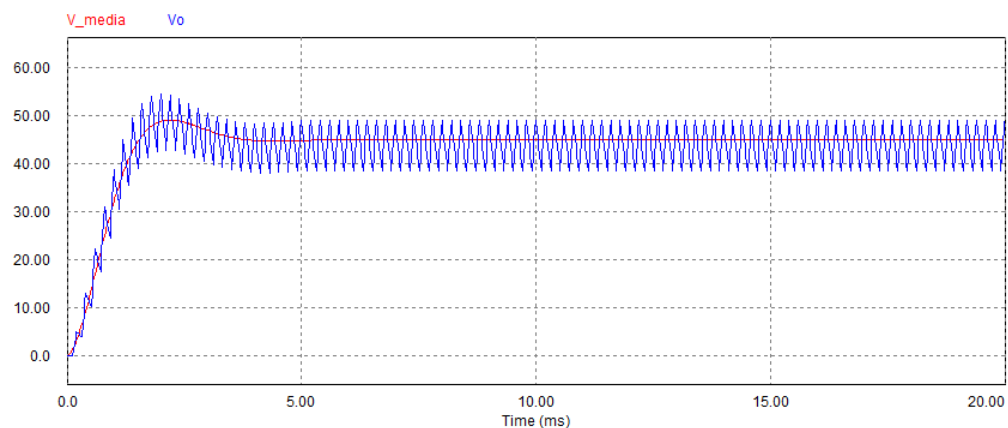


Figura 4.14: Resposta do circuito instantâneo (V_o) e do circuito de média (V_{o_media}).

Comparando agora a resposta do modelo de média implementado em PSIM com a resposta das equações do modelo de media implementado em Simulink obteve-se os resultados apresentados nas figuras seguintes.

Na Figura 4.15 apresenta-se as respostas obtidas com o modelo de média para diferentes valores de tensão de entrada, 30V, 40V e 50V, utilizando os dois programas, PSIM e Simulink.

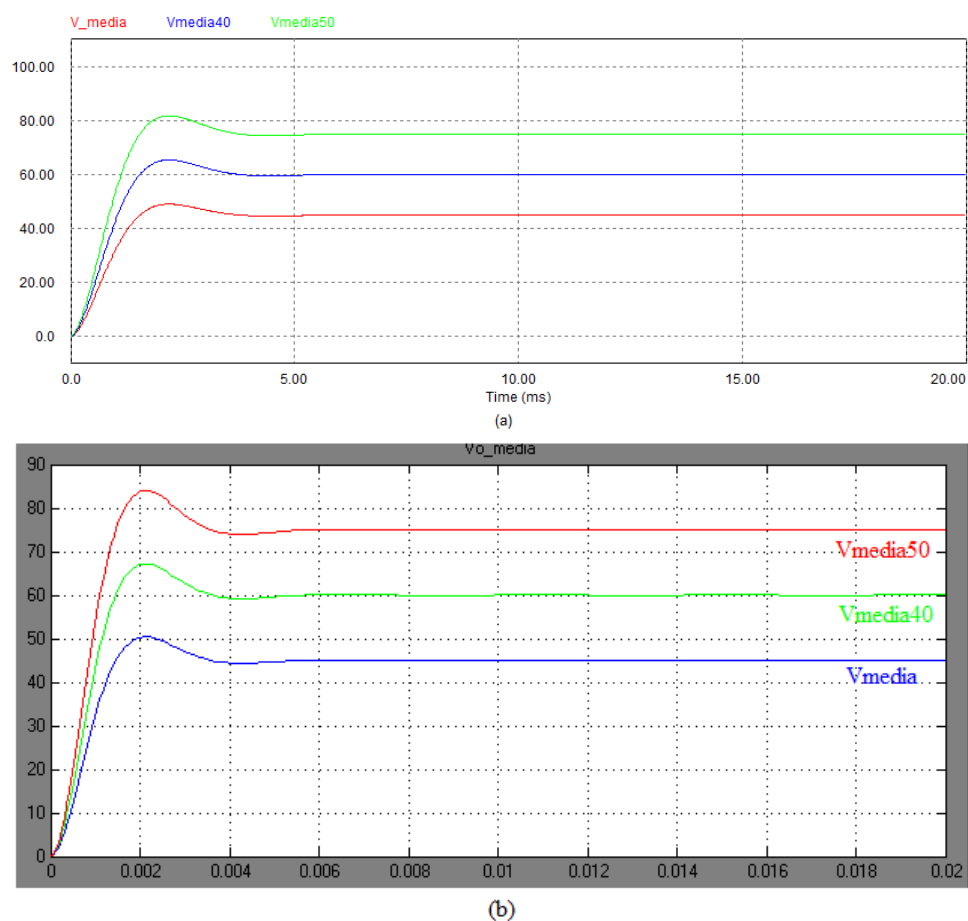


Figura 4.15: Respostas obtidas com o modelo da média para diferentes valores de tensão de entrada, $v_{in}=8V$ (cima), $v_{in}=12V$ (meio) e $v_{in}=16V$ (baixo): (a) PSIM; (b) *Simulink*

Na Figura 4.16, são aplicados ao modelo de média diferentes valores de carga, R , mantendo a tensão constante de 30V, obtendo-se os seguintes resultados:

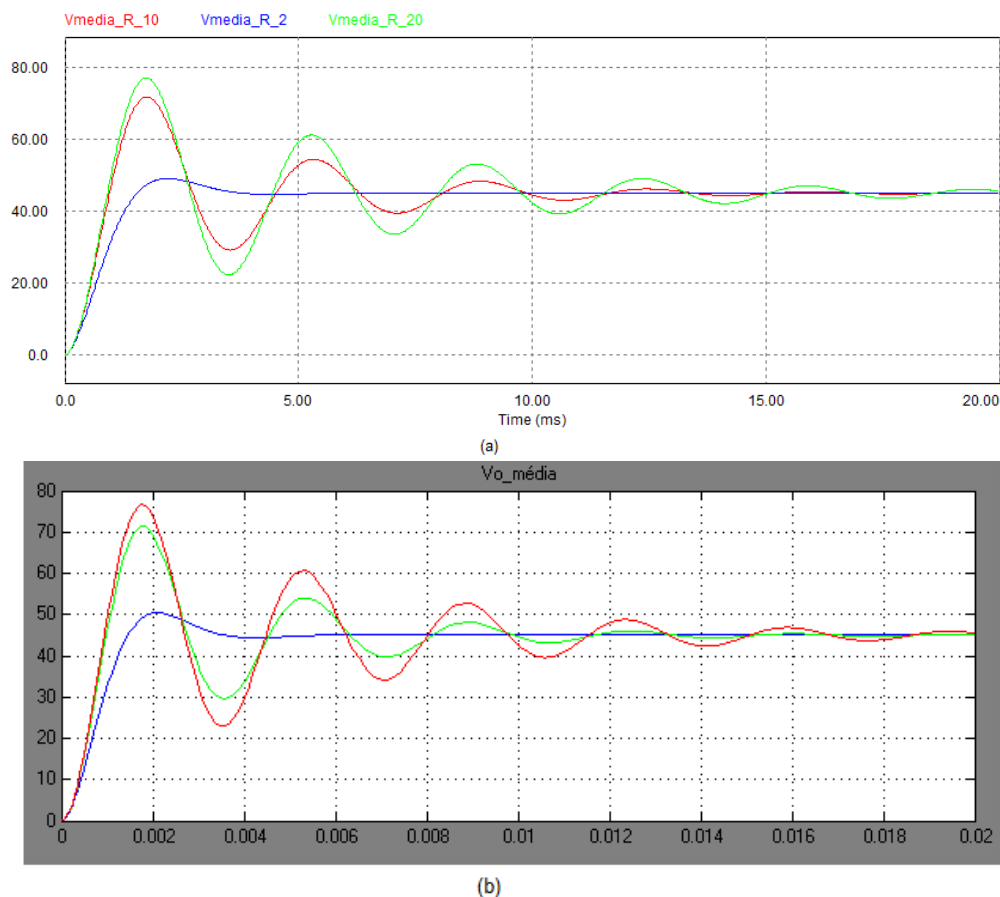


Figura 4.16: Respostas obtidas com o modelo da média para diferentes valores de carga, R : (a) PSIM; (b) *Simulink*, $R=2\Omega$ (amarela), $R=10\Omega$ (roxa) e $R=20\Omega$ (azul).

Pela análise da Figura 4.15 e Figura 4.16 pode-se observar que os resultados obtidos no *Simulink* são iguais aos resultados obtidos pela média simulada em PSIM. Este resultado comprova que as equações deduzidas descrevem correctamente o funcionamento do conversor em estudo. Comprovada a validade do modelo de média pode-se então partir para a verificação do modelo de linearização.

4.5.2 - Validação do modelo da média linearizado do conversor proposto

Para simular o modelo linearizado no PSIM, recorreu-se ao modelo de média de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [28], representado na Figura 4.17.

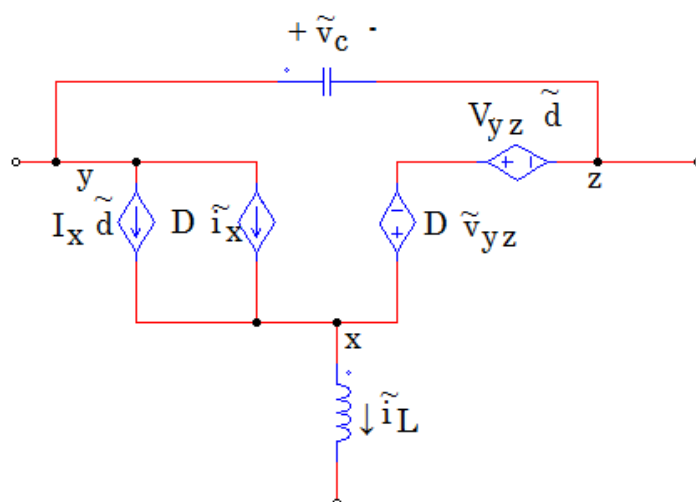


Figura 4.17: Modelo de média de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [28].

Substituindo de novo os transístores e os díodos desta vez pelo modelo linearizado de comutação obtém-se o circuito da Figura 4.18, que representa o modelo da média linearizado.

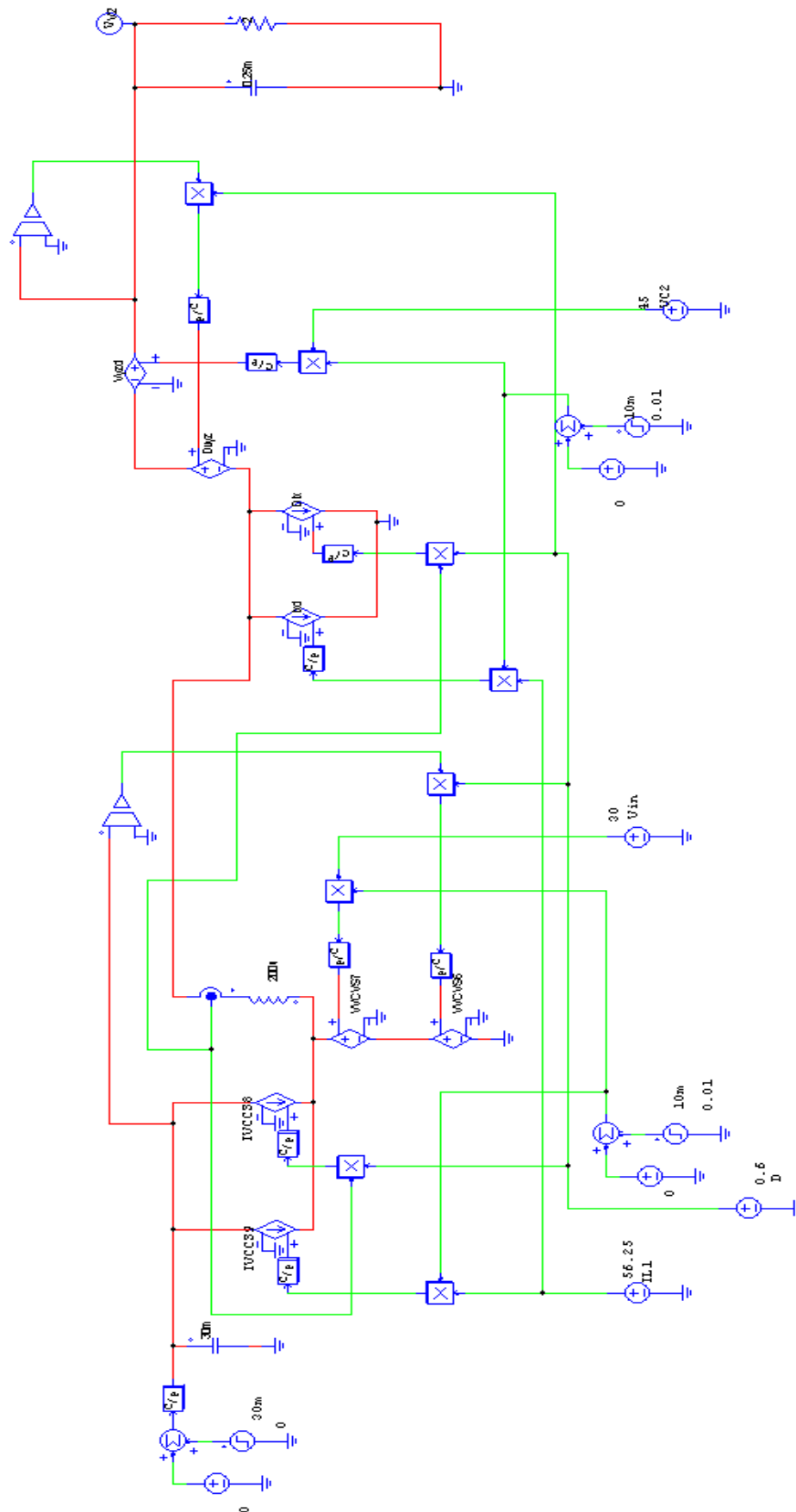


Figura 4.18: Circuito de simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM.

Os parâmetros DC usados no modelo de linearização (I_x e V_{yz}) foram medidos no modelo de média depois de o sistema estabilizar tendo sido fornecido um ciclo activo $D=0.6$ e $V_{in}=30V$. Neste circuito foi introduzida a possibilidade de no instante $t=10ms$ acontecer uma perturbação, \tilde{v}_{in} ou \tilde{d} . A simulação do modelo de linearização, apresentado na Figura 4.19, no Simulink é semelhante ao modelo de média. Todos os resultados têm como pressuposto pequenas variações no ciclo activo, (variações não superiores a 10%) uma vez que este modelo só se aplica dentro desta gama de valores.

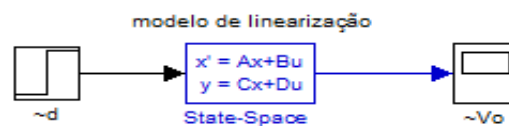


Figura 4.19: Simulação da linearização do modelo de média no Simulink.

Na Figura 4.20 apresenta-se as respostas obtidas quando se aumenta o ciclo no modelo de média em PSIM, no circuito de linearização em PSIM e no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink.

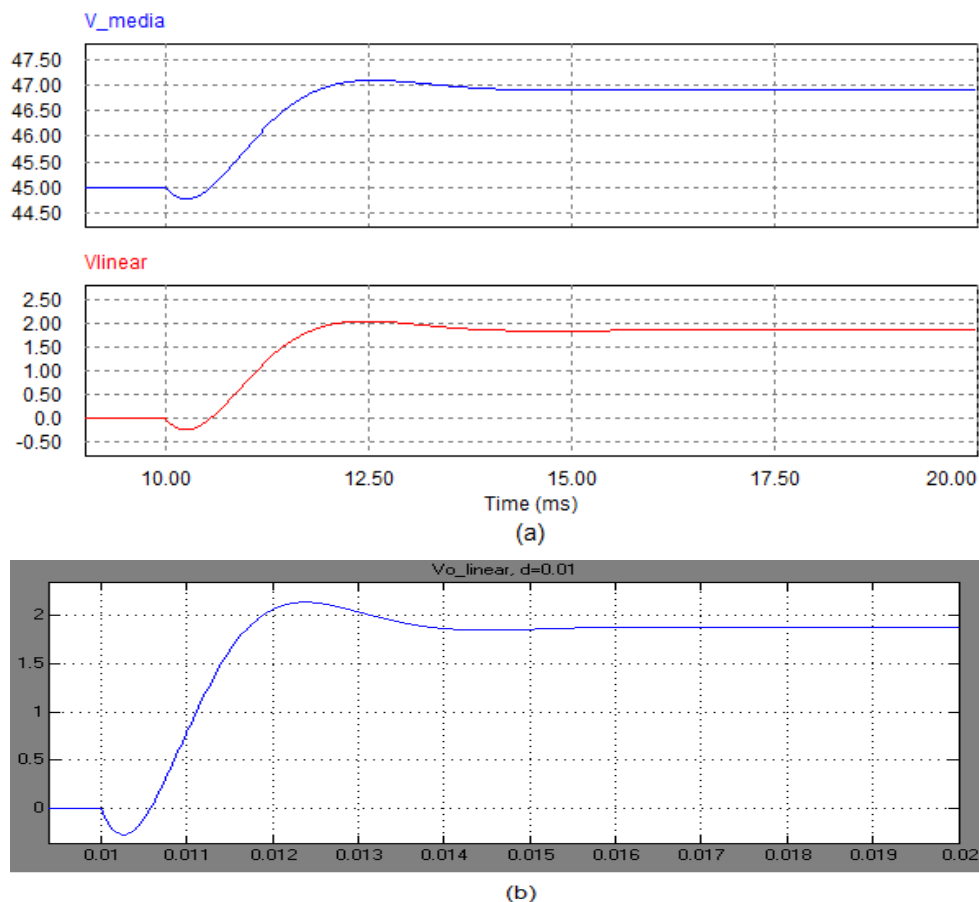


Figura 4.20: Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=0.01$: (a) no modelo da média em PSIM e no circuito de linearização em PSIM; (b) no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink.

Na Figura 4.21 apresenta-se as respostas obtidas quando se diminui o ciclo no modelo de média em PSIM, no circuito de linearização em PSIM e no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink.

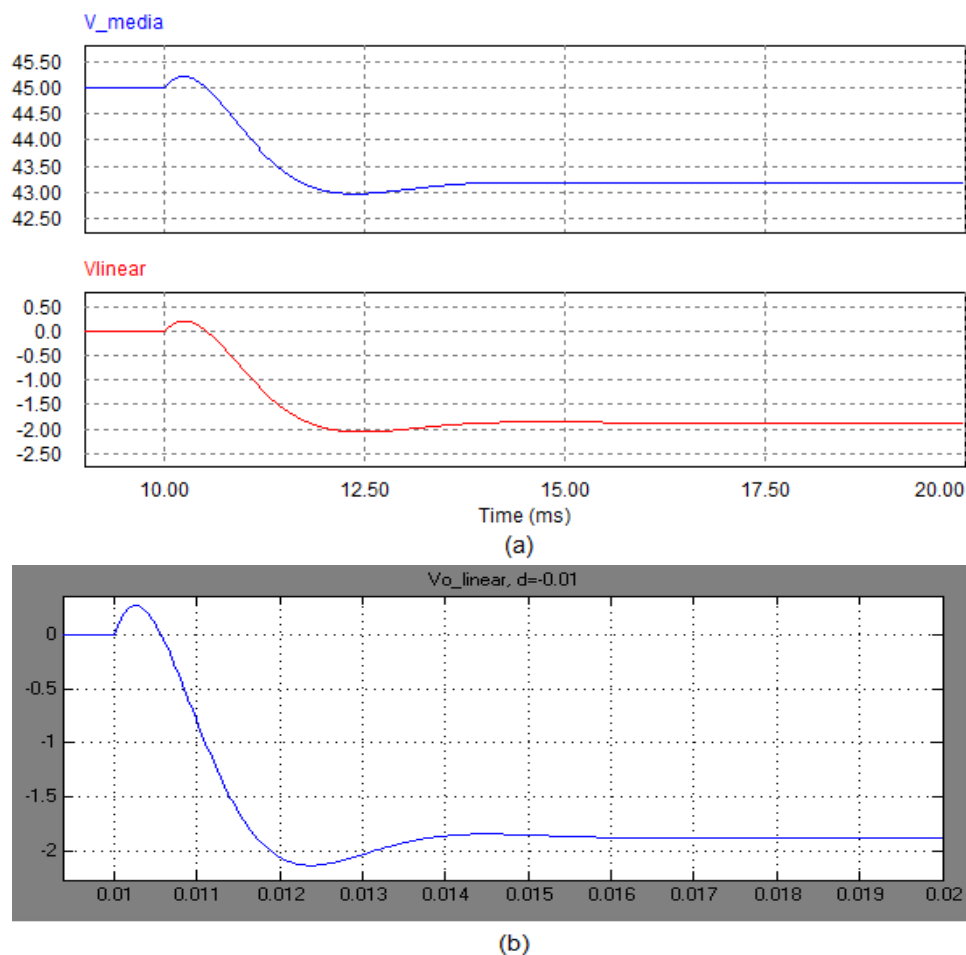


Figura 4.21: Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d} = -0.01$: (a) no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização em PSIM; (b) no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink.

Como se pode verificar pela análise das Figura 4.20 e Figura 4.21, todos os circuitos respondem de igual forma às perturbações do ciclo activo, confirmando a validade da linearização.

De seguida, na Figura 4.22 e Figura 4.23 estuda-se a resposta quando a entrada V_{in} é sujeita a perturbações. Na simulação em Simulink não é possível provocar uma variação na entrada V_{in} , pois a única entrada deste sistema são as variações do ciclo activo, uma vez que inicialmente se considerou que o valor de entrada não sofria variações.

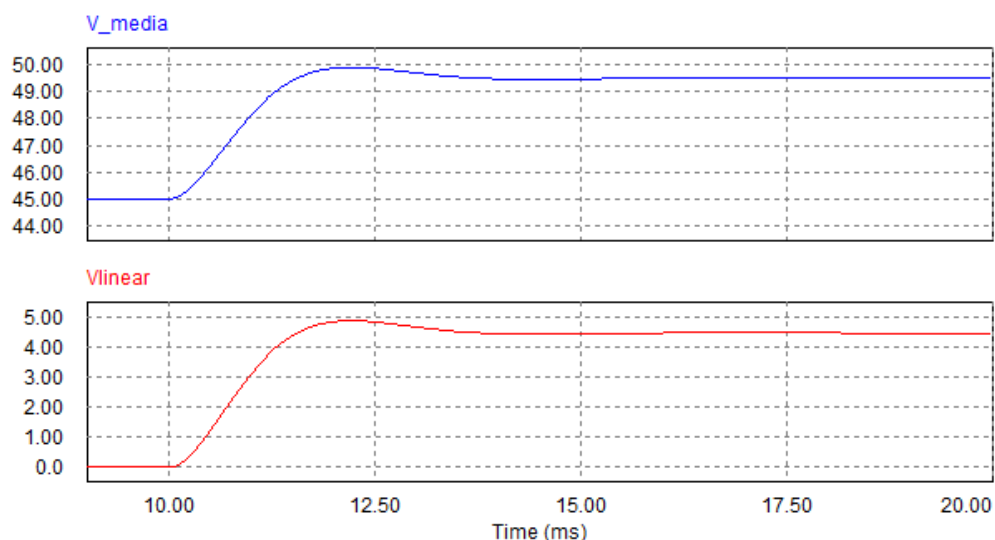


Figura 4.22: Respostas obtidas quando se introduz uma perturbação na tensão de entrada, $\tilde{v}_{in} = 3V$ no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização do conversor em PSIM.

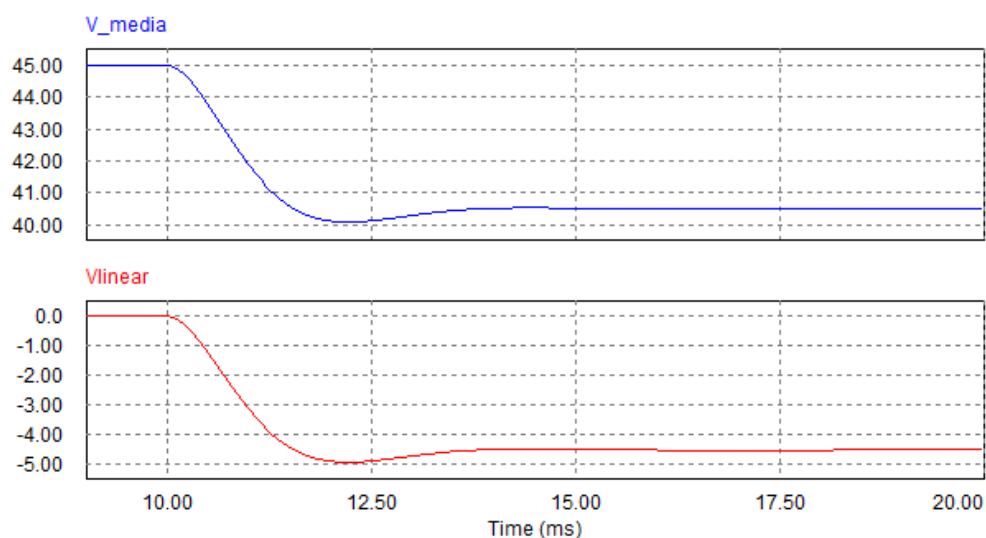


Figura 4.23: Respostas obtidas quando se introduz uma perturbação na tensão de entrada, $\tilde{v}_{in} = -3V$ no modelo de média em PSIM e no circuito de linearização do conversor em PSIM.

Todos os resultados obtidos apresentam um comportamento esperado, comprovando a validade do modelo linearizado deduzido.

Verificada a validade dos modelos de média e de linearização da média, de seguida comprova-se a validade da função de transferência $T_p(s)$ da equação (4.51).

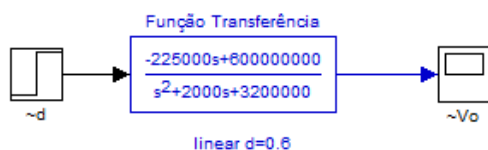


Figura 4.24: Simulação da função de transferência $T_p(s)$ em Simulink.

Utilizando de novo o Simulink para validar o circuito da Figura 4.24, os resultados obtidos foram os apresentados na Figura 4.25.

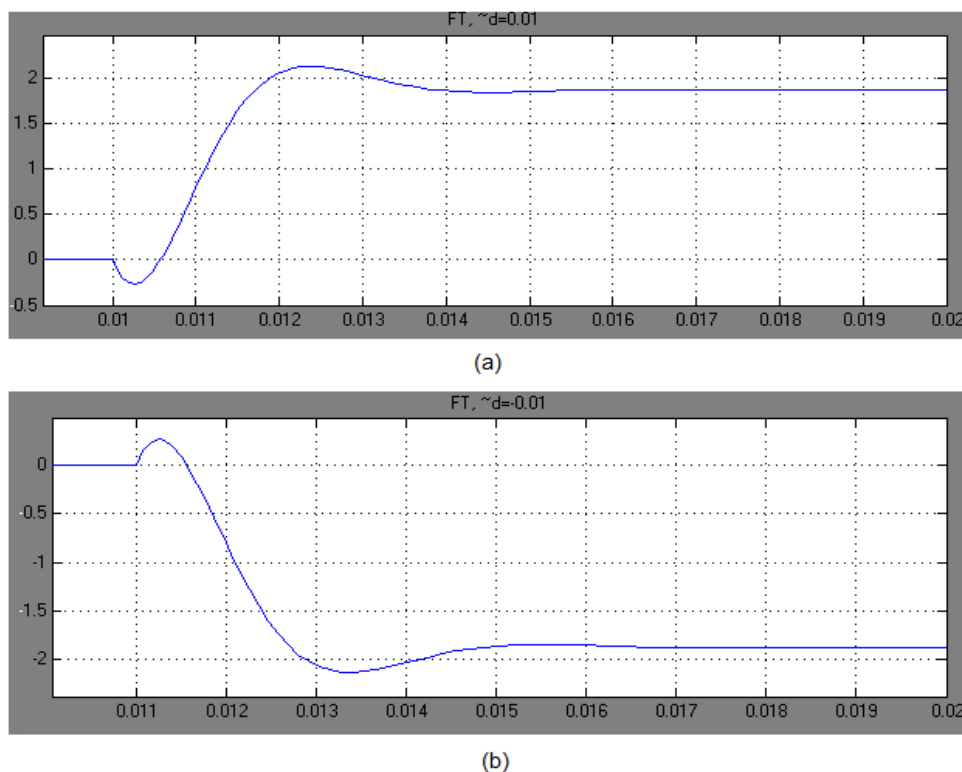


Figura 4.25: Resultados obtidos na simulação da função de transferência, variando o ciclo activo: $\tilde{d} = 0.01$ (a), e $\tilde{d} = -0.01$ (b).

Comparando estes resultados com os resultados da Figura 4.20 e Figura 4.21 verifica-se que as respostas são iguais, validando assim, a função de transferência determinada que relaciona as variações da tensão de saída, com as variações do ciclo activo.

4.6 - Controlador MPPT

4.6.1 - Introdução

Atendendo as características de um painel fotovoltaico conclui-se que este apresenta um ponto de funcionamento de máxima potência para um determinado estado de funcionamento, dependente da temperatura e da radiação solar. Partindo do modelo de simulação do painel, foi testado e posteriormente utilizado um algoritmo MPPT [27] de modo

a permitir obter do painel fotovoltaico o máximo de potência possível em todo o instante de tempo.

O método *Hill Climbing*, apresentado na secção 2.3.1, foi o escolhido para o algoritmo MPPT. O algoritmo mede a tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos e calcula a potência fornecida por estes. A potência medida é comparada com a medição da iteração anterior e, em função do resultado obtido, juntamente com o conhecimento da alteração efectuada à referência de corrente na iteração anterior, o algoritmo decide em que zona da curva de potência do painel se encontra. Termina alterando o índice de modulação, M , com o objectivo de atingir o ponto de potência máxima do painel. O algoritmo deve ser sempre aplicado no início da onda de corrente injectada, mantendo-se constante o índice de modulação até ao fim do período. Esta característica permite que as arcadas positivas e negativas da onda de corrente sejam simétricas.

O fluxograma do algoritmo proposto em [27] é representado na Figura 4.26.

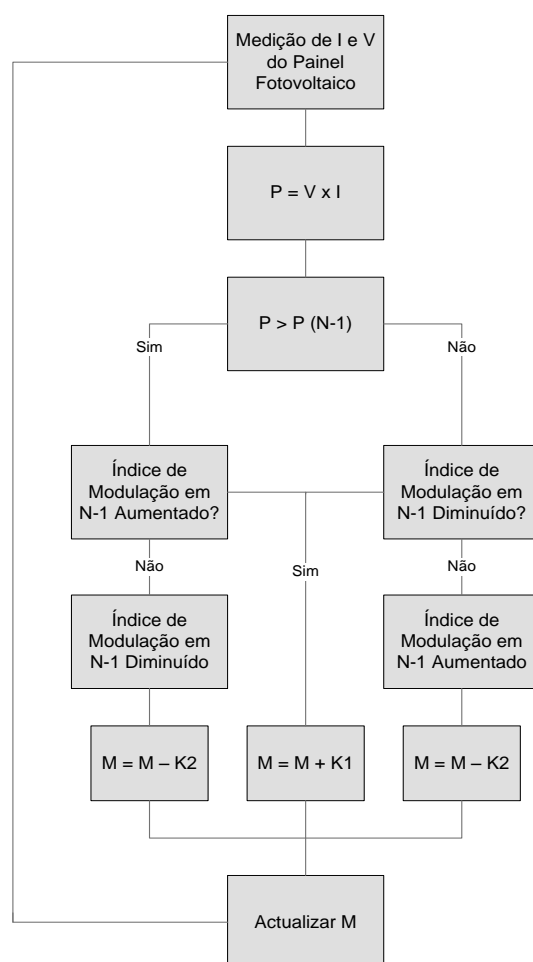


Figura 4.26: Algoritmo MPPT implementado [27]

De [27] apresenta-se o algoritmo apresentado na Figura 4.27 modelado em PSIM® tendo-se obtido os seguintes esquemas de controlo:

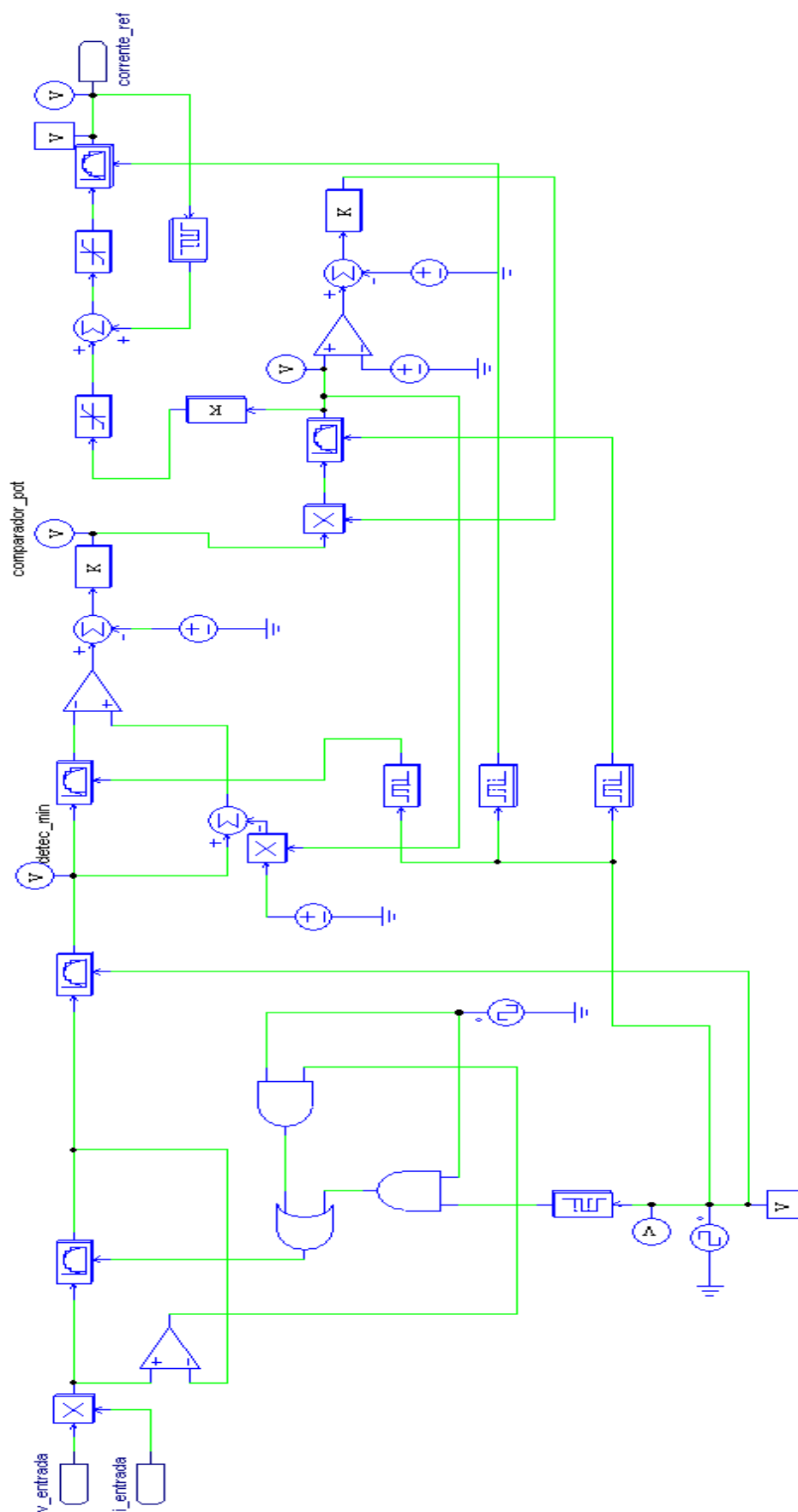


Figura 4.27: Esquema do detector de máximo e algoritmo MPPT implementado [27].

O esquema da Figura 4.27 representa o detector de máximo e o algoritmo implementados em PSIM[®]. A medida de tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos são multiplicadas para calcular a potência instantânea do painel. O resultado obtido é comparado com a potência máxima registada. Caso seja superior à registada, a nova medida de potência é guardada.

O esquema recebe o pico de potência detectado, retira-lhe ou adiciona-lhe uma variável fixa, e compara-o com o valor registado na iteração anterior. A alteração da medida do pico de potência pela variável fixa permite uma margem de segurança, que impede que a tensão do painel fotovoltaico ultrapasse a tensão de potência máxima. A variação de potência perto do seu máximo é pequena, pelo que com esta alteração, o algoritmo consegue detectar que se encontra nessa zona e assim, contrariar a tendência do painel, em ultrapassar o ponto de potência máximo.

O resultado da comparação é multiplicado por uma variável que indica se, na iteração anterior, o índice de modulação foi aumentado ou diminuído. Em seguida o algoritmo actualiza M , segundo os resultados obtidos, mantendo assim o painel no estado que fornece o máximo de potência.

4.7 - Conclusões

No início deste capítulo, apresentou-se a modelação em espaço de estados do conversor proposto. Foi feita uma exposição teórica do método de modelação de conversores por espaço de estados e, seguindo essa orientação teórica, obteve-se a função de transferência do conversor em análise. Com isto, cumpriu-se um dos objectivos deste capítulo: a obtenção de uma função de transferência adequada para a implementação de um controlador.

De referir que se realizaram dois modelos distintos. Um que levou à obtenção de uma função de transferência que relaciona a tensão do condensador, C_2 , com o duty-cycle, e outro que relaciona a corrente de saída com o duty-cycle. Na posse destes dois modelos, pode-se, agora, projectar um controlador para a tensão de saída ou a corrente, conforme o mais adequado ao caso em estudo.

Ainda neste capítulo, foram apresentadas diversas formas de onda que permitem validar os modelos de média e lineares utilizados para se obter as funções de transferência. Por fim, pode-se concluir, da análise das funções de transferência obtidas, que o comportamento do conversor proposto é muito influenciado pelo valor utilizado nos diferentes componentes, logo, o controlo deverá ser projectado com esta ressalva.

Finalmente foi apresentado o controlador MPPT que vai ser usado na análise de resultados no Capítulo 5. O objectivo deste controlador é permitir obter do painel fotovoltaico o máximo de potência possível em todo o instante de tempo.

Foi seguido o algoritmo *Hill Climbing* com uma modificação para satisfazer as necessidades do conversor. Este algoritmo foi implementado em PSIM[®], com um circuito analógico.

Capítulo 5

Controlador

5.1 - Introdução

Em projectos que incluem conversores, a tensão e a corrente de saída dependem de vários elementos. É desejável que à saída se obtenha uma tensão ou corrente constantes, mesmo na presença de perturbações.

Apesar das técnicas existentes para a construção de conversores, o que lhes pode conferir imunidade à maioria das perturbações externas, não se pode garantir que a escolha por determinado ciclo activo leve a que a saída se mantenha dentro da gama de valores desejável. Assim sendo é necessário recorrer a técnicas de realimentação que permitam o controlo das grandezas desejadas.

A realimentação consiste na construção de um circuito que automaticamente ajusta o ciclo activo do conversor de forma a obter a saída desejada com boa regulação, mesmo na presença de perturbações. Com esta técnica pretende-se garantir uma boa performance aos conversores.

A Figura 5.1 representa o diagrama do sistema com realimentação.

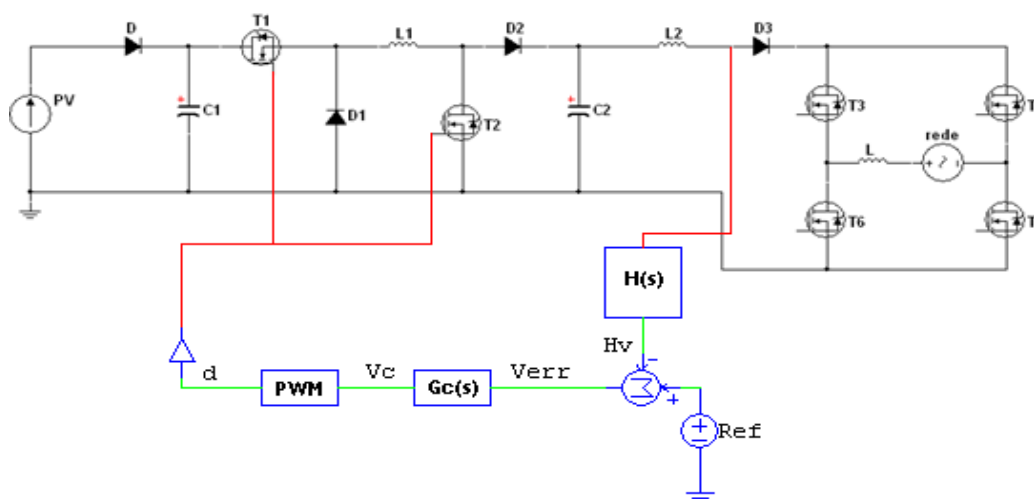


Figura 5.1: Conversor proposto com malha de realimentação.

Esta técnica consiste na obtenção de um sinal de erro, V_{err} , gerado pela diferença entre o valor real da grandeza a controlar, medido por um sensor $H(s)$, e entre um valor de referência [29]. A referência normalmente representa o valor desejado para a grandeza em análise. O sinal de erro será analisado por um compensador ($G_c(s)$), originando na saída um sinal de controlo que servirá para a geração da onda PWM apropriada para levar o conversor para o ponto de funcionamento desejado. O compensador tenta tornar verdadeira a relação $H_V = Ref$, ou seja, tornar o erro igual a zero.

Assim, este capítulo analisa alguns tipos de compensadores existentes e técnicas para os projectar devidamente. Após esta análise, será discutido e projectado um compensador adequado para, com o conversor estudado, se controlar o trânsito de energia dos painéis solares para a rede.

5.2 - Malha de realimentação

Para o projecto de um sistema com realimentação eficiente é desejável conhecer a função de transferência do processo em malha aberta, tal como descrito no Capítulo 4. Com esta informação podem-se estudar os efeitos da malha de realimentação nas grandezas de controlo, ou seja, no comportamento global do sistema.

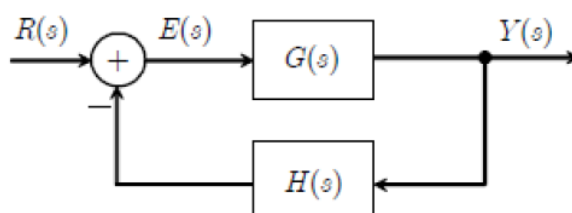


Figura 5.2: Diagrama de blocos de uma malha de realimentação.

O ganho de malha aberta $T(s)$, é descrito como o produto dos diferentes ganhos da malha de realimentação.

$$T(s) = G(s) \cdot H(s). \quad (5.1)$$

É de grande utilidade a obtenção desta, uma vez que as perturbações na saída serão multiplicadas pela seguinte equação:

$$\frac{1}{1+T(s)}. \quad (5.2)$$

A equação (5.2) mostra que para valores elevados do ganho de realimentação $T(s)$ a influência das perturbações na saída será bastante reduzida ou até desprezada. Um elevado ganho de realimentação leva também a que a saída seja aproximadamente igual ao quociente entre a tensão de referência e o ganho de $H(s)$, com muito pouca dependência dos restantes ganhos da malha. O ganho $T(s)$ pode ser visto como uma medida da performance da malha de realimentação.

Admite-se o diagrama de blocos da figura seguinte, onde o conversor é um bloco que representa a Figura 5.1 e o valor V_m diz respeito à tensão da onda PWM.

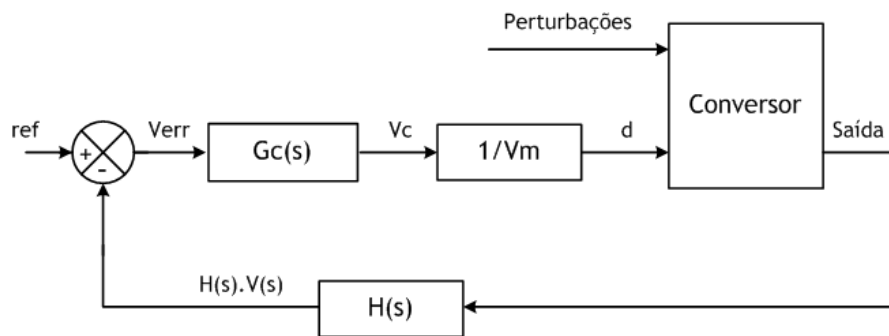


Figura 5.3: Diagrama de blocos de uma malha de realimentação.

Pode-se descrever o ganho da malha de realimentação pela seguinte equação, sendo $T_i(s)$ a função de transferência do conversor.

$$T(s) = G_c(s) \cdot \frac{1}{V_m} \cdot T_i(s) \cdot H(s), \quad (5.3)$$

Da equação é fácil verificar que o ganho da malha de realimentação modifica a função de transferência em malha aberta e consequentemente a performance do sistema.

Outra particularidade da realimentação é tornar a função de transferência entre a referência e a saída insensível aos ganhos.

De facto, tomando como referência a Figura 5.2, a função de transferência de malha fechada, entre a referência e a saída é dada por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)}. \quad (5.4)$$

Logo, a função de transferência em malha fechada entre o valor referência e a saída tomando como referência a Figura 5.3 será dada por:

$$\frac{v_o}{v_{ref}} = \frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1 + T(s)}. \quad (5.5)$$

Analisando a equação anterior facilmente se conclui que para valores elevados de $T(s)$, ($T(s) \gg 1$) a função de transferência reduz-se ao inverso do ganho do sensor $H(s)$, o que mostra a independência do sistema aos restantes ganhos da malha de realimentação.

5.2.1 - Estabilidade

Um sistema estável em malha aberta pode tornar-se instável com a introdução de realimentação. Mesmo que $T(s)$ não apresente pólos no semi-plano direito a função de transferência em malha fechada pode apresentar. Neste caso a realimentação não consegue regular a saída do sistema e observam-se oscilações.

Quando a realimentação leva o sistema à instabilidade isto significa que $(1+T(s))$ tem raízes no semi-plano direito.

A utilização do critério de estabilidade de Nyquist permite verificar qual o número de raízes no semi-plano direito do sistema, avaliando apenas o ganho, $T(s)$. Com esta informação pode-se inferir sobre a estabilidade do sistema. Contudo, esta técnica é complexa e optar pelo critério da margem de fase, que é um caso especial do critério de Nyquist, é normalmente suficiente [29].

A margem de fase de um sistema é dada por:

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle T(j2\pi f_c) \quad (5.6)$$

ou seja, é a fase do sistema à frequência de travessia, definida por:

$$\|T(2\pi f_c)\| = 1 \Rightarrow 0dB \quad (5.7)$$

Caso exista apenas uma frequência de *crossover* e se $T(s)$ não apresente pólos no semi-plano direito, então o sistema é estável se a margem de fase for positiva. Caso existam várias passagens pela linha de 0dB este método pode ser ambíguo pelo que se deve optar por outras abordagens para verificar a estabilidade do sistema.

O mesmo acontece quando $T(s)$ apresenta raízes no semi-plano direito. A margem de ganho é também um valor importante no estudo da estabilidade de um sistema. Esta grandeza corresponde à magnitude da resposta do sistema em malha fechada, medida abaixo da linha de 0dB, na frequência em que a fase do sistema, sempre que se verifique, atravessa a linha de -180° . Caso a margem do sistema cruze a linha de -180° , a margem de ganho deve, normalmente, ser superior a 10dB. Isto, para evitar que a resposta do sistema se torne oscilatória devido a variações dos parâmetros ou outras perturbações [80].

Na Figura 5.4 estão representadas as definições de margem de fase e de margem de ganho. Aparece também definida a frequência de *crossover*, f_c .

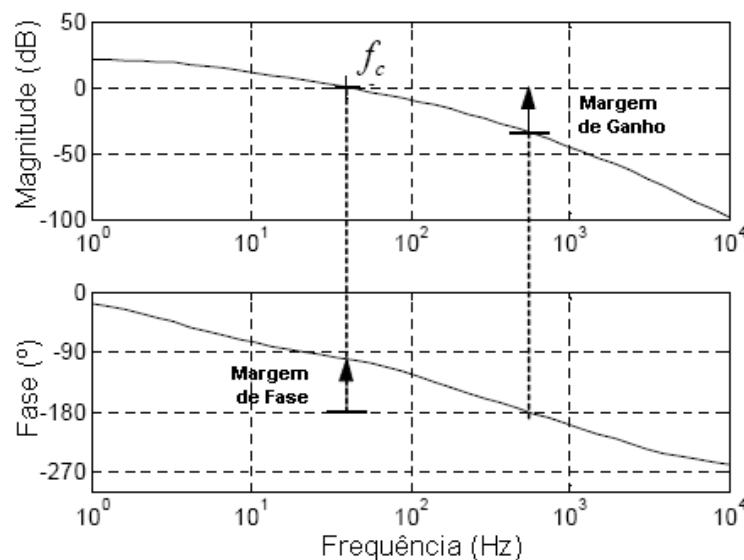


Figura 5.4: Definição de margem de fase e margem de ganho.

5.3 - Características dos Controladores

Assegurar uma margem de fase positiva não é suficiente para garantir que o sistema tenha uma boa performance. A margem de fase deve ser também suficiente para se verificar

um baixo overshoot do sistema, uma vez que o overshoot, o coeficiente de amortecimento e a margem de fase estão relacionados pelas expressões seguintes, respectivamente.

$$overshoot = e^{-\frac{\zeta \cdot \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot 100\%, \quad (5.8)$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{\ln(overshoot)} \right)^2}} = \frac{\sin(\varphi_m)}{2 \cdot \sqrt{\cos(\varphi_m)}} \quad (5.9)$$

$$\varphi_m = \arctan \left(2 \cdot \zeta \cdot \sqrt{\sqrt{4 \cdot \zeta^4 + 1} + 2 \cdot \zeta^2} \right) \quad (5.10)$$

Considere-se um factor Q , relacionado com o factor de amortecimento, ζ , pela equação (5.11), de modo a obter-se um parâmetro que permita uma relação directa com a amplitude do *overshoot* em malha fechada, tal como proposto em [29].

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \zeta} \quad (5.11)$$

Assim, é possível obter as seguintes equações, que relacionam Q com a margem de fase, φ_m .

$$Q = \frac{\sqrt{\sin \varphi_m}}{\cos \varphi_m} \quad (5.12)$$

$$\varphi_m = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q^4}}{2 \cdot Q^4}} \right) \quad (5.13)$$

Estas relações estão representadas na Figura 5.5.

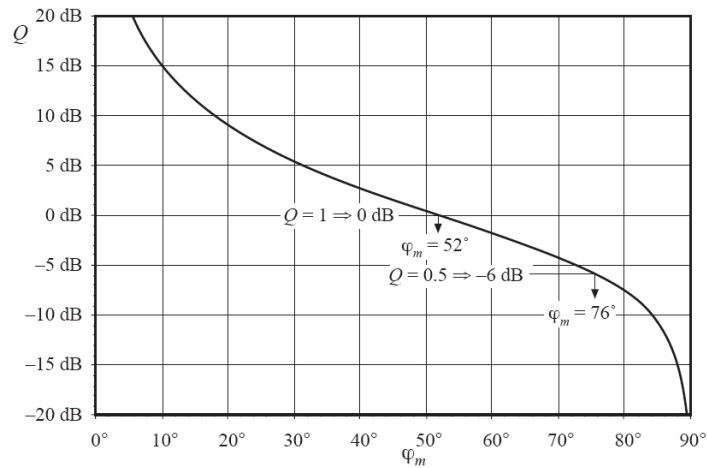


Figura 5.5: Relação entre o coeficiente de amortecimento e margem de fase.

Pode-se observar que uma margem de fase de 52° permite obter $Q=1$ e para se obter $Q < 0.5$, ou seja, pólos reais, o sistema deve apresentar uma margem de fase de 76° . Uma margem de fase muito baixa leva a um factor Q com elevada magnitude, indicando que se deve manter a margem de fase acima de determinados limites.

Analisando um sistema de segunda ordem, em malha fechada, representado na forma quadrática normalizada da equação (5.9) [29].

$$T(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q \cdot w_c} + \left(\frac{s}{w_c}\right)^2} \quad (5.14)$$

Em que w_c representa a frequência natural não amortecida em radianos, a resposta ao degrau, para diferentes valores de Q , pode ser consultada na Figura 5.6.

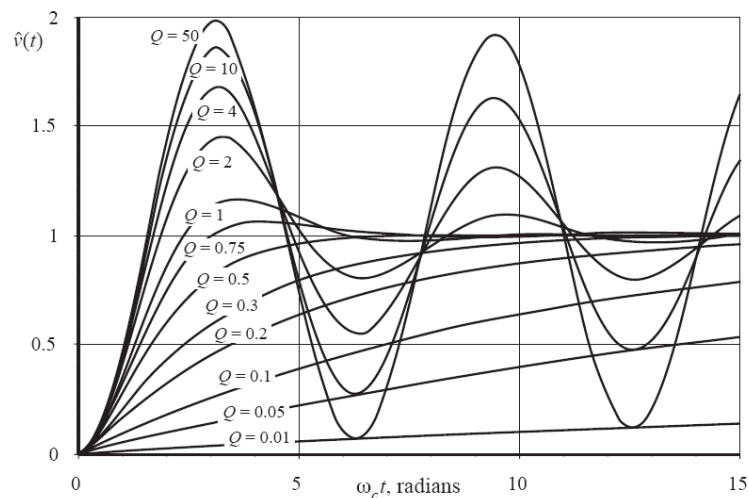


Figura 5.6: Resposta ao degrau para diferentes Q .

Pela análise da figura podem-se distinguir três situações particulares consoante os valores de Q :

- Sobreamortecido quando $Q < 0.5$;
- Criticamente amortecido quando $Q = 0.5$;
- Subamortecido quando $Q > 0.5$.

Um sistema sobreamortecido possui a resposta mais rápida, contudo apresenta overshoot. Isto não é necessariamente uma desvantagem dos sistemas sobreamortecidos, pois mantendo o overshoot dentro de certos limites é tolerável.

Por sua vez numa situação criticamente amortecida, como a resposta a malha fechada apresenta dois pólos reais a resposta ao degrau é mais rápida pois o pólo de menor frequência apresenta uma frequência superior. Este é o caso em que se verifica a resposta mais rápida sem ocorrer overshoot.

Um sistema subamortecido tem a característica de apresentar uma resposta ao degrau lenta causada pelos pólos de baixa frequência.

5.4 - Tipos de Controladores

Em processos de controlo invariantes no tempo, podem-se utilizar dispositivos de parâmetros fixos, os chamados controladores clássicos. Estes controladores são bastante económicos e atingem desempenhos satisfatórios. Nesta secção serão estudados estes controladores, em concreto o compensador por avanço de fase, o compensador por atraso de fase e o compensador por avanço e por atraso de fase.

5.4.1 - Compensador por avanço de fase ou PD

Este compensador é utilizado para melhorar a margem de fase. Adiciona um zero no sistema a uma frequência muito abaixo da frequência de travessia de modo a aumentar margem de fase. Um compensador deste tipo é normalmente utilizado em sistemas com dois pólos. A altas-frequências este zero faz com que o compensador derive o sinal de erro, daí também se chamar de compensador proporcional derivativo, PD.

Com este tipo de compensador é também possível o aumento da largura de banda da malha de realimentação, mantendo uma boa margem de fase. Uma vez que este compensador introduz um zero no sistema, devem ser tomadas precauções, durante o projecto, para garantir que o ganho do sistema seja unitário para a frequência de *crossover*

desejada. Isto porque a inclusão de um zero faz com que o ganho aumente 20db/década com a frequência.

De especial interesse, no projecto de um compensador por avanço de fase, é a análise dos harmónicos, à frequência de comutação, que se verificam no sinal de saída e consequentemente no sinal de realimentação. Isto implica, que se o ganho do compensador à frequência de comutação for muito elevado então os harmónicos serão amplificados pelo compensador. Isto pode levar ao mau funcionamento do modulador de onda PWM, [29]. Para evitar este fenómeno deve-se incluir no projecto a restrição de colocar a frequência de *crossover*, pelo menos, a uma frequência 10% superior à frequência de comutação.

A função de transferência de um compensador por avanço de fase é a que se segue:

$$G_c(s) = G_{co} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (5.15)$$

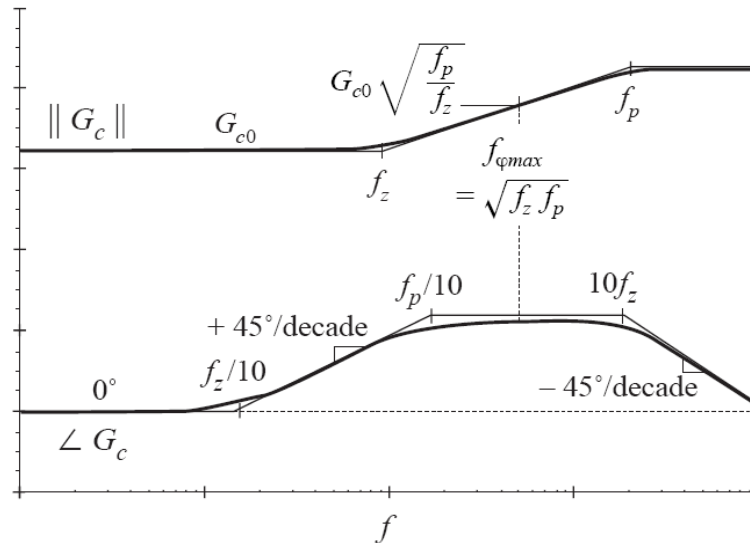


Figura 5.7: Diagrama de Bode de um compensador por avanço de fase.

A máxima margem de fase ocorre para $f_{\phi_{\max}}$ dada pela equação:

$$f_{\phi_{\max}} = \sqrt{f_z \cdot f_p} \quad (5.16)$$

Assim para se obter a maior margem de fase possível o compensador deve ser projectado para que $f_{\phi_{\max}}$ coincida com f_c . Nesta frequência a fase é:

$$\angle G_c(f_{\phi_{\max}}) = \arctan \left(\frac{\sqrt{\frac{f_p}{f_z}} - \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}}{2} \right) \quad (5.17)$$

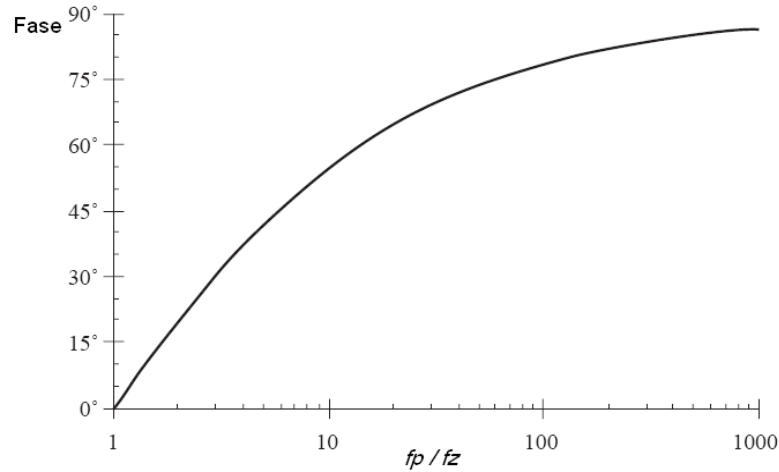


Figura 5.8: Relação entre a fase e as frequências de um compensador por avanço.

Desenvolvendo a equação (5.14) chega-se à relação que se segue.

$$\frac{f_z}{f_p} = \frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)} \quad \text{com } \theta = -G_c(f_{\phi_{\max}}) \quad (5.18)$$

Com o resultado anterior podem-se escrever as equações que permitem o cálculo das frequências f_p e f_z para a margem de fase pretendida para o sistema.

$$f_z = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \quad (5.19)$$

$$f_p = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}} \quad (5.20)$$

Para garantir que o ganho é unitário à frequência de travessia, o ganho do compensador deve ser calculado pela equação:

$$G_{co} = \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} \quad (5.21)$$

Pode-se observar que o ganho G_{c0} do compensador é menor que a unidade o que leva a que o compensador reduza o ganho da malha de realimentação. O ganho pode, no entanto, ser alterado para outros valores sempre que seja desejável alterar a frequência de *crossover*.

5.4.2 - Compensador por atraso de fase ou PI

O compensador por atraso de fase é utilizado para aumentar o ganho às baixas frequências de modo a garantir uma melhor regulação para frequências DC e frequências muito abaixo da frequência de travessia.

A função de transferência deste tipo de compensador é a que se segue:

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (5.22)$$

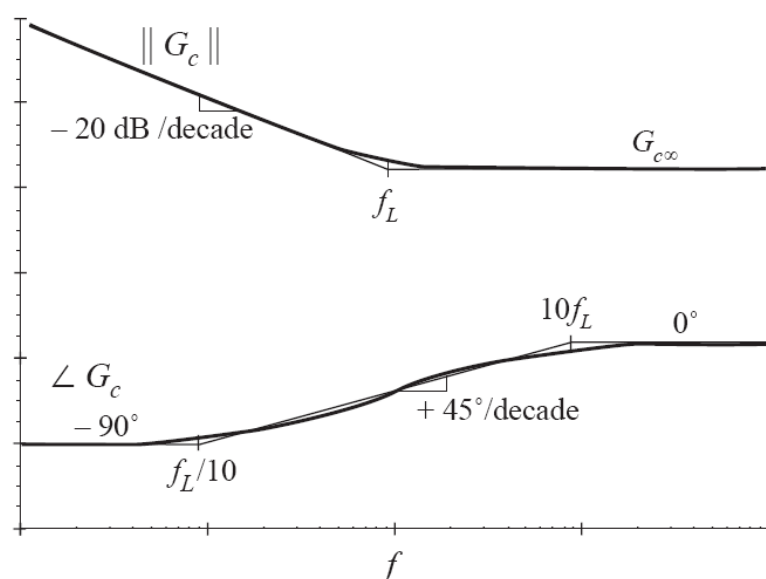


Figura 5.9: Diagrama de Bode de um compensador por atraso de fase típico.

Escolhendo f_L suficientemente baixo em relação à frequência de *crossover* a margem de fase não é modificada, [78], o que pode ser desejável em muitas aplicações. Como o ganho do compensador pode ser escolhido para ser muito elevado para frequências muito baixas, próximas de zero, [78] o ganho da malha de realimentação torna-se elevado nestas frequências. Isto faz com que a componente DC, do sinal de erro, seja próxima de zero e, em consequência, a tensão de saída em regime permanente será perfeitamente regulada.

Verifica-se também uma redução significativa do ganho relativo às perturbações na saída. Apesar de se poder utilizar este compensador com praticamente todo o tipo de sistemas com

realimentação, a sua aplicação em sistemas contendo apenas um pólo é bastante mais simples e directa, [78].

Tomando como exemplo um sistema sem compensação do tipo,

$$T_{uo}(s) = \frac{T_{uo}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_o}\right)} \quad (5.23)$$

Aplicando o compensador dado por (5.22) o ganho do sistema será dado pelo produto dos dois ganhos. O ganho do compensador deve ser escolhido para se obter a frequência de *crossover* desejada. Aproximando o ganho do sistema com compensação pela assíntota de altas-frequências, como sugerido por [78] pode-se escrever a relação (5.24), aplicada às altas-frequências.

$$\|T\| = \frac{T_{uo} \cdot G_{uo}}{\left(\frac{f}{f_o}\right)} \quad (5.24)$$

À frequência de *crossover*, $f=f_c$, o ganho de (5.20) será unitário logo a frequência de *crossover* será:

$$f_c \approx T_{uo} \cdot G_{uo} \cdot f_o \quad (5.25)$$

Assim, para se obter a frequência de *crossover* desejada o ganho do compensador deve ser escolhido segundo a relação imposta por:

$$G_{c\infty} = \frac{f_c}{T_{uo} \cdot f_o} \quad (5.26)$$

A frequência do compensador deve, posteriormente, ser escolhida para ser suficientemente baixa, relativamente a f_c , para se manter uma margem de fase adequada.

Para concluir a análise apresenta-se, na Figura 5.10, a representação por diagrama de Bode da relação $\frac{1}{(1 + T(s))}$ do sistema em análise.

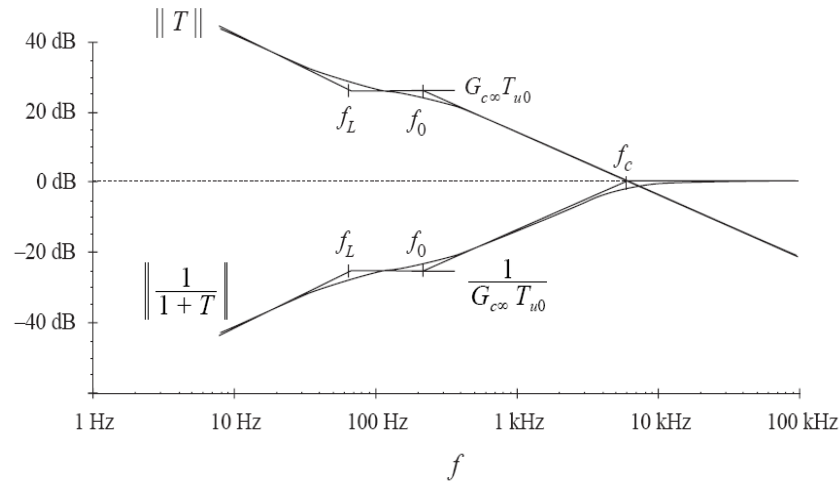


Figura 5.10: Diagrama de Bode de $\frac{1}{(1+T(s))}$ de um sistema com compensador por atraso de fase.

Pode-se observar que para frequências menores do que f_L , o compensador melhora a rejeição às perturbações. Em frequências próximas de zero, onde a magnitude do ganho tende para infinito, a magnitude de $\frac{1}{(1+T(s))}$ tende para zero. Logo, a magnitude das perturbações que afectam a saída em regime permanente tenderão igualmente para zero.

5.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase ou PID

As vantagens dos dois compensadores anteriores podem ser combinadas, o que permite obter uma boa largura de banda e erro em regime permanente baixo. Esta combinação é traduzida por um compensador por avanço e atraso de fase, cuja função de transferência é dada pela equação:

$$G_c(s) = G_{c_m} \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (5.27)$$

O seu diagrama de Bode é representado na Figura 5.11.

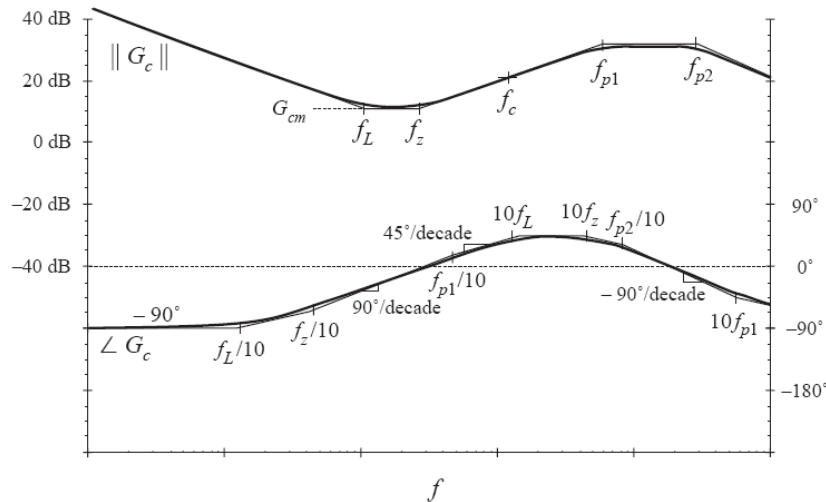


Figura 5.11: Diagrama de Bode de um compensador por avanço e atraso de fase típico.

Às baixas frequências, o compensador integra o sinal de erro, o que conduz a ganhos de realimentação elevados e a uma boa regulação da tensão de saída. Às altas-frequências, próximas da frequência de *crossover*, o compensador introduz avanço de fase, melhorando a margem de fase do sistema. Estas características são geradas por w_L , que introduz um comportamento igual ao do compensador por atraso de fase, e por w_z que introduz o mesmo comportamento verificado num compensador por avanço de fase.

Os pólos às frequências f_{p1} e f_{p2} são utilizados para reduzir o ganho às altas-frequências para prevenir que a ondulação gerada pelas comutações dos elementos de comutação interfiram com o modulador de onda PWM, [78].

Assim, um requisito do projecto deste tipo de controladores é escolher a frequência de comutação superior a f_L e a f_z mas, menor do que f_{p1} e f_{p2} . As observações realizadas para os outros compensadores são igualmente verificadas para o compensador por avanço e atraso de fase.

5.5 - Implementação do controlador para o conversor proposto

Para a escolha do valor de cada um dos componentes presentes no esquema da Figura 4.1, optou-se pelo uso de um método empírico. Sabendo as características de cada elemento e recorrendo a simulações efectuadas em PSIM®, foram analisadas as respostas das principais variáveis e, em função destas, foi optimizado o valor de cada um dos elementos.

Começamos a análise dos componentes pelo condensador C_1 que deve ter um valor elevado de modo a permitir armazenar energia para alimentar L_1 , ao mesmo tempo que mantém constante a tensão do painel fotovoltaico no valor pretendido. Analisando a onda de tensão associada a este elemento, verifica-se que apresenta uma componente de ondulação de alta-frequência, por acção da comutação dos transístores, e uma componente de

ondulação de baixa frequência, associada à frequência da onda de corrente gerada pelo conversor. Assim, o condensador C_1 deve ser suficientemente elevado para permitir reduzir a ondulação registada, e suficientemente baixo para que a sua resistência série associada não prejudique o rendimento. A partir do método empírico determinou-se para o condensador C_1 o valor de 44 mF.

A bobina L_1 deve ter um valor suficientemente baixo para alterar rapidamente a corrente, permitindo assim que seja carregada com correntes elevadas e permitir a amplificação de tensão, mantendo o modo de funcionamento descontínuo do conversor. Analisando a forma de onda da corrente, associada a este elemento, verifica-se que, quanto mais baixo é o valor da bobina, maior o valor da corrente que é necessário transferir.

Assim determinou-se, por análise empírica, que o valor que optimiza as características pretendidas tem o valor de 0,035 mH.

A capacidade C_2 deverá ter um valor baixo permitindo que a variável associada, V_{C2} , possa ser alterada rapidamente. A variável V_{C2} é uma das variáveis responsáveis pelo controlo da corrente da bobina L_2 . Assim determinou-se, por análise empírica e com o auxílio das formas de onda simuladas em PSIM[®], que o valor que optimiza as características pretendidas tem o valor de 1 µF.

A bobina L_2 deve ter um valor tão elevado que permita manter a corrente de saída contínua com uma ondulação baixa, não devendo no entanto ser demasiado elevada de modo a minimizar as perdas que aumentam com o valor da indutância. Usou-se para a bobina L_2 o valor de 100 mH.

Por fim, faz-se a resistência R , tender para infinito, para $T_p(s)$ e $T_i(s)$ ficarem de acordo com a Figura 4.1.

O conversor em análise e a respectiva malha de controlo será portanto igual ao representado na Figura 5.1, substituindo os valores dos elementos pelos valores calculados.

5.5.1 - Dimensionamento do controlador

A função de transferência linearizada do conversor (4.54) está transcrita na equação que se segue por conveniência.

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-s^2 \frac{V_o}{L_2} - s \frac{I_{L1}}{L_2 \cdot C_2} + \left(\frac{(1-D) \cdot (V_{C2} + V_{in}) - V_o \cdot (1-D)^2}{L_2 \cdot L_1 \cdot C_2} \right)}{s \cdot \left(s^2 + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_2} \right)}. \quad (5.28)$$

Substituindo pelos valores definidos em cima obtemos:

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} = -2300 \cdot \frac{(s + 1.34 \times 10^5) \cdot (s - 0.57 \times 10^5)}{s \cdot (s^2 + 2.96 \times 10^9)}. \quad (5.29)$$

Através da equação (5.29) pode-se concluir que $T_i(s)$ tem:

- Um zero no semi-plano direito:
 $\omega_{z1} = 0.57 \times 10^5 \text{ rad/s}$
- Um zero no semi-plano esquerdo:
 $\omega_{z2} = 1.34 \times 10^5 \text{ rad/s}$
- Três pólos, um na origem e dois complexos no eixo imaginário:
 $\omega_{z1} = 0 \text{ rad/s}$, $\omega_{z2} = +j5.44 \times 10^4 \text{ rad/s}$ e $\omega_{z3} = -j5.44 \times 10^4 \text{ rad/s}$

Analisando o traçado de Bode representado na Figura 5.13 é possível visualizar que existem três valores de frequência, nomeadamente $8.48 \times 10^4 \text{ rad/s}$, $4.93 \times 10^4 \text{ rad/s}$ e $5.85 \times 10^5 \text{ rad/s}$ para os quais $|G(j\omega)(H(j\omega))| = 1$. Assim, temos como três valores candidatos para a margem de fase.

Portanto, o atraso de transporte puro que o sistema pode suportar sem perder estabilidade deve ser menor que o valor de T tal que ωT iguala a margem de fase candidata. Consequentemente a margem de fase é de 70° .

$$\|T_i(j\omega_c)\| = 1 \Rightarrow \omega_c = 4.93 \times 10^4 \text{ rad/s} \quad (5.30)$$

$$\angle T(j\omega_c) = -110^\circ \quad (5.31)$$

$$\varphi_m = 70^\circ \quad (5.32)$$

Da Figura 5.12, verifica-se que $T_i(s)$ não apresenta pólos no semi-plano direito e a margem de fase é positiva, no entanto como existe mais que uma frequência de *crossover*, ou seja, existem várias passagens pela linha de 0dB este método pode ser ambíguo pelo que se deve optar por outras abordagens para verificar a estabilidade do sistema.

Analisando a Figura 5.12, verifica-se a existência de um pólo na origem e um par de pólos complexos conjugados sobre o eixo imaginário. Este é um caso crítico em que a resposta em regime permanente do sistema a uma entrada de amplitude limitada será uma senoíde.

Através da Figura 5.12 e Figura 5.13 podemos verificar a validade dos valores obtidos em (5.30), (5.31) e (5.32).

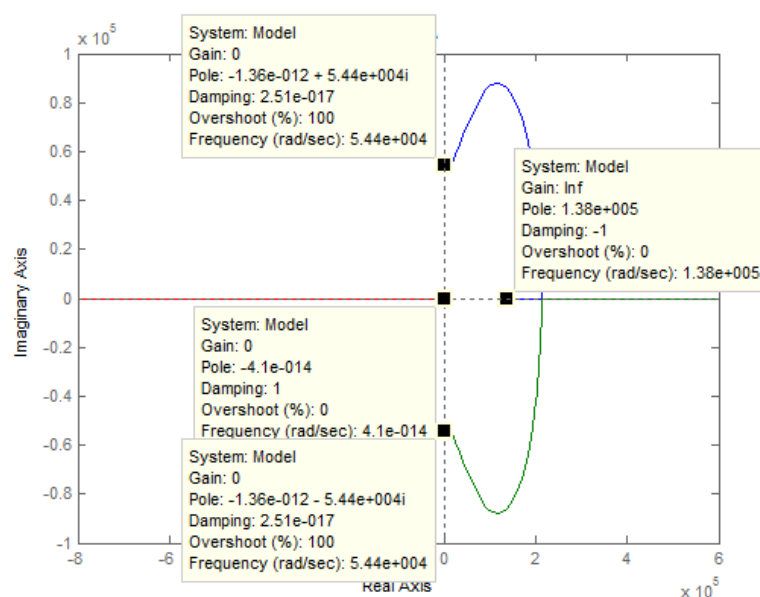


Figura 5.12: Lugar das Raízes de T_i (s).

Na Figura 5.12 podemos verificar que os valores dos pólos e do zero coincidem com os valores indicados anteriormente.

Através do diagrama de Bode de $T_i(s)$, Figura 5.13, comprova-se que a frequências de travessia e a fase para essas frequências coincidem com os valores determinados.

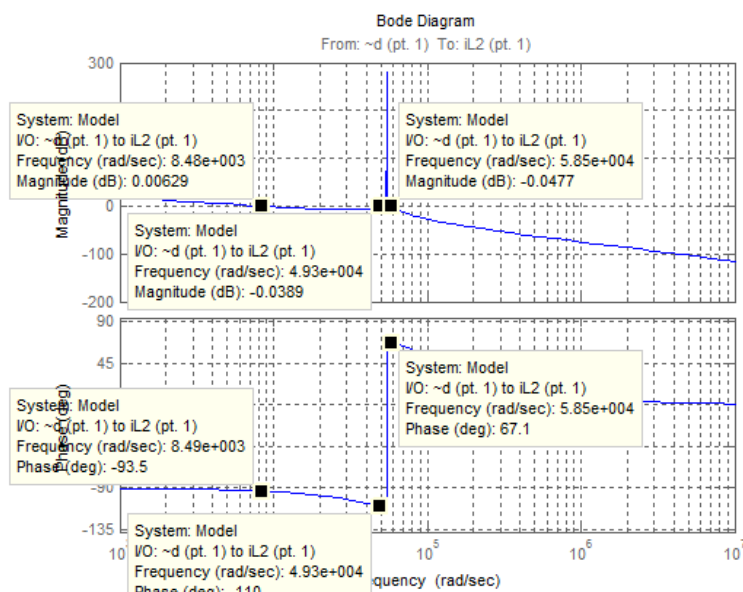


Figura 5.13: Diagrama de Bode de T_i (s).

5.5.2 - Implementação do Compensador

Para projectar o compensador, recorreu-se à ferramenta “sisotool” do MATLAB. O resultado obtido através da manipulação da ferramenta, adicionando um pólo e um zero, e ajustando o ganho de forma a obter um sistema estável com as características pretendidas.

O resultado final fornecido pelo programa foi:

$$G_C(s) = 1.37 \times 10^{-3} \cdot \frac{(s + 2.94 \times 10^6)}{(s + 3598)}. \quad (5.33)$$

Na figura seguinte representa-se os diagramas de bode do controlador $G_C(s)$ e de $T_i(s)$.

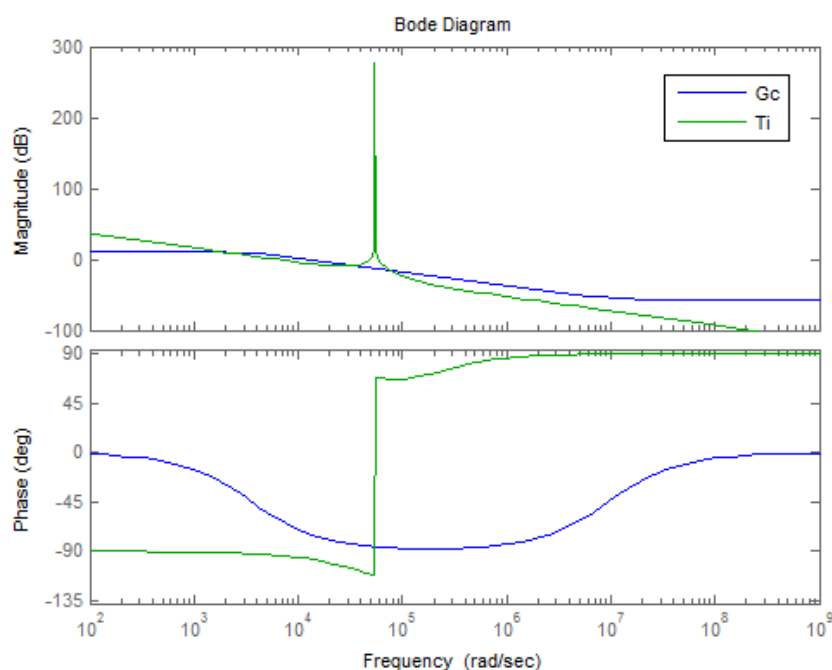


Figura 5.14: Diagrama de Bode de $T_i(s)$ e $G_C(s)$.

Na Figura 5.15 e Figura 5.16 estão representadas as imagens da “sisotool” onde se pode observar o lugar geométrico de raízes e o diagrama de bode de malha fechada do sistema $T_i(s) * G_C(s)$.

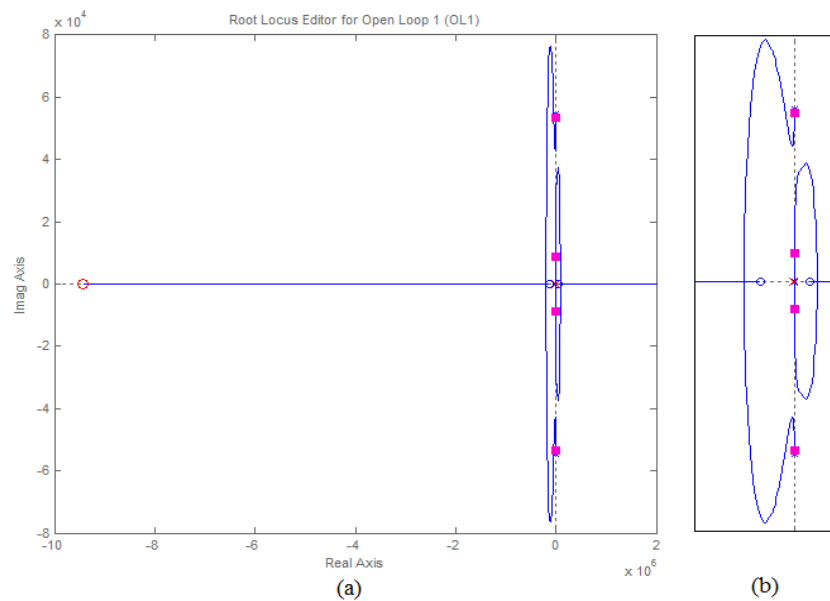


Figura 5.15: (a) Lugar geométrico de raízes; (b) Zoom do Lugar geométrico das raízes;

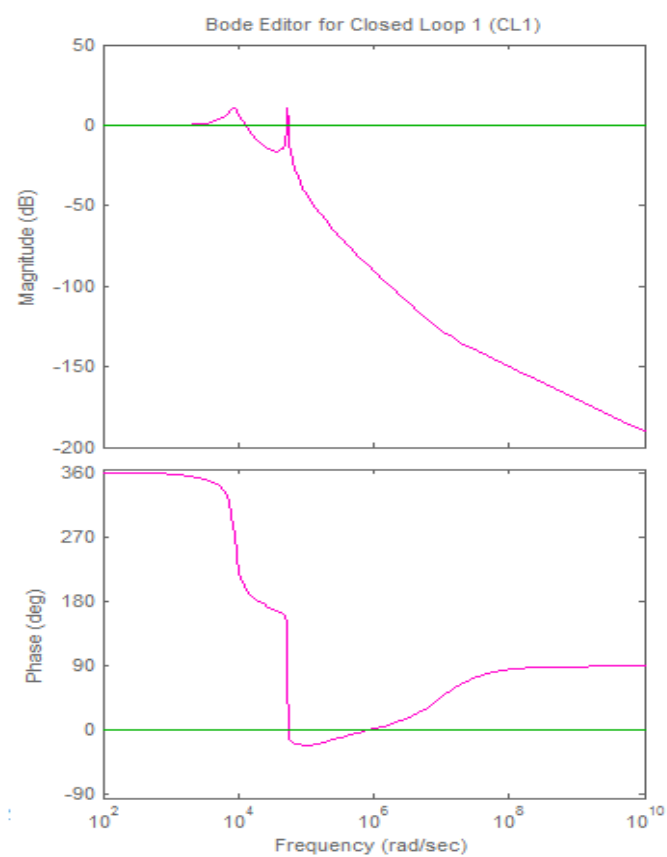


Figura 5.16: Diagrama de bode em malha fechada

Das figuras anteriores verifica-se que o sistema é estável, pois não possui pólos em malha aberta e malha fechada no semi-plano direito.

5.5.3 - Implementação da malha de realimentação

Atendendo ao diagrama de blocos da Figura 5.3 e à equação (5.3) pode-se deduzir a expressão para o ganho da malha de realimentação:

$$T(s) = G_c(s) \cdot \frac{1}{V_m} \cdot T_i(s) \cdot H(s), \quad (5.34)$$

Considerando o ganho do sensor unitário e a tensão PWM varia entre zero e um, o ganho de realimentação reduz-se a:

$$G_c(s)T_i(s) = \frac{-3.146s^3 - 2.994 \times 10^7 s^2 - 2.2624 \times 10^{12} s + 2.28 \times 10^{17}}{s^4 + 3598s^3 + 2.962 \times 10^7 s^2 + 1.066 \times 10^{13} s} \quad (5.35)$$

De seguida e após se obter uma malha de realimentação estável, analisa-se a resposta a um degrau unitário, Figura 5.17, e a capacidade de rejeição ao ruído na Figura 5.18.

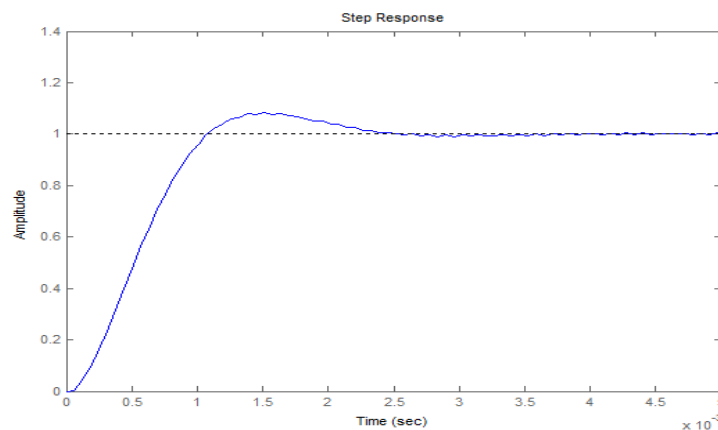


Figura 5.17: Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

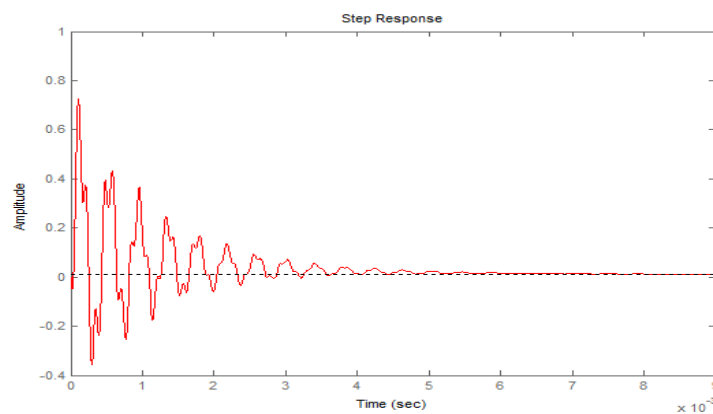


Figura 5.18: Rejeição ao ruído do sistema em malha fechada.

As imagens mostram um sistema com uma boa dinâmica, com baixo overshoot e oscilação. O sistema apresenta uma oscilação assinalável na rejeição a perturbações.

5.6 - Esquema do Controlador associado ao Conversor proposto

O esquema do controlador associado ao conversor desenvolvido no Capítulo 4 está esquematizado na Figura 5.19, sendo formado por a função de transferência do controlador desenvolvido na secção 5.5.2 que gera o sinal de referência para o sinal PWM. A entrada do controlador é o erro entre a referência de corrente (sinal sinusoidal rectificado) e a onda de corrente da bobina L_2 .

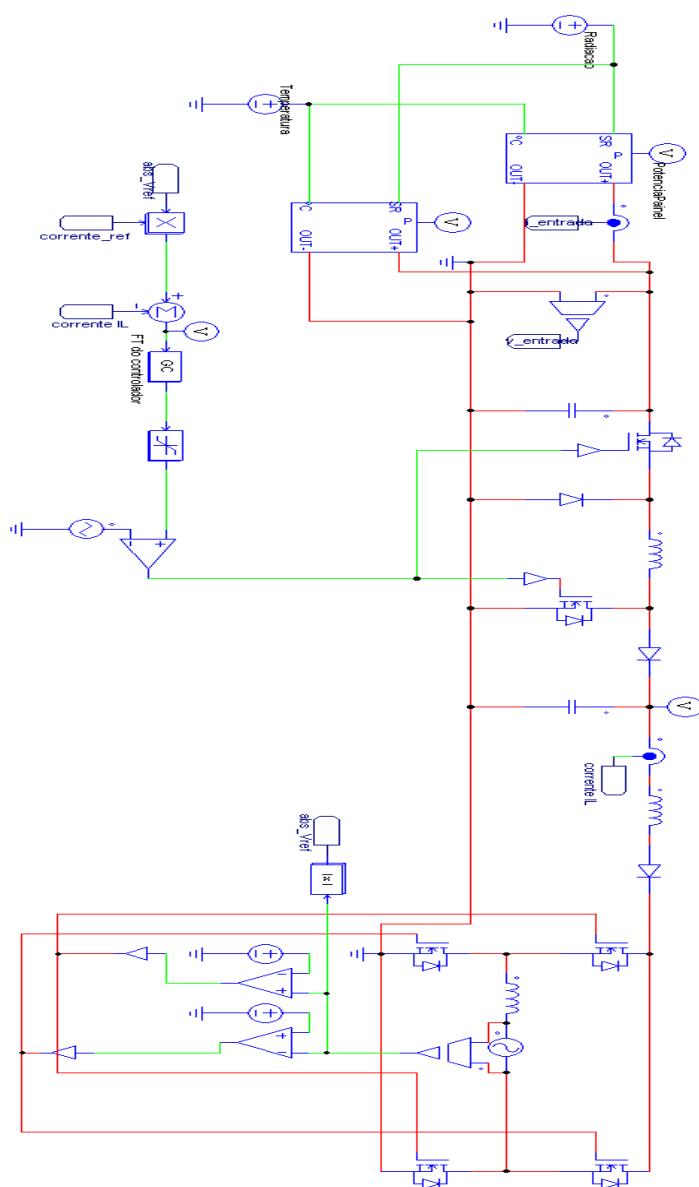


Figura 5.19: Esquema de controlo do conversor proposto

Para garantir que se obtém um factor de potência unitário, o sinal de corrente à saída do conversor deve estar em fase com a tensão da rede. Para satisfazer este requisito o sinal de referência aplicado ao controlador é gerado a partir de uma medida de tensão da rede. O sinal vem em valores unitários para posteriormente ser multiplicado por um índice de modulação M , obtido através do controlador MPPT, criando-se assim o sinal de referência da corrente pretendida.

Em paralelo com o controlador desenvolvido é implementado um controlador para a ponte H de modo a permitir a inversão do sentido da corrente injectada na rede, quando a tensão da rede é negativa. A ponte é comutada à frequência da rede e nos períodos em que a tensão e a corrente são nulas, permitindo uma comutação sem perdas. O esquema da Figura 5.20 apresenta o controlador a aplicar.

A tensão da rede é medida e verificado se o seu valor é positivo, activando os transístores T_3 e T_4 , ou negativo, activando os transístores T_5 e T_6 .

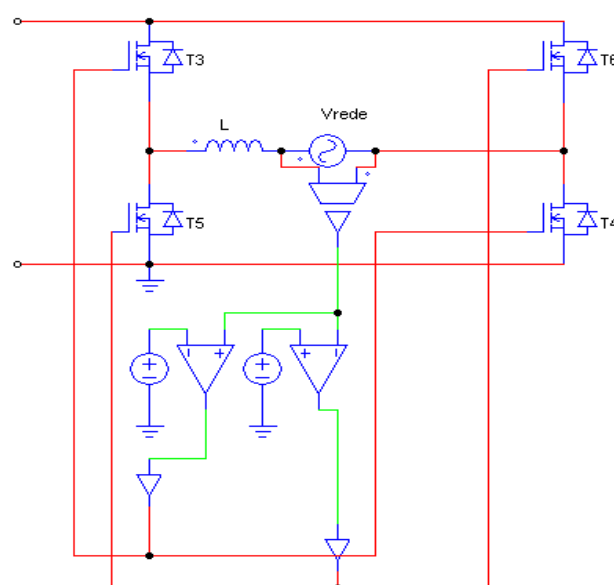


Figura 5.20: Ponte H

5.7 - Teste do sistema proposto

Após se ter implementado um controlador capaz de colocar na saída do conversor o valor de referência, pode-se agora testar o conversor proposto.

Para isso implementou-se o circuito da Figura 5.21, onde foram ligados dois painéis fotovoltaicos com uma potencia combinada de 340W, com o objectivo de analisar a resposta das principais variáveis, onde se colocou a função de transferência do controlador e o modelo da do conversor proposto da Figura 4.1.

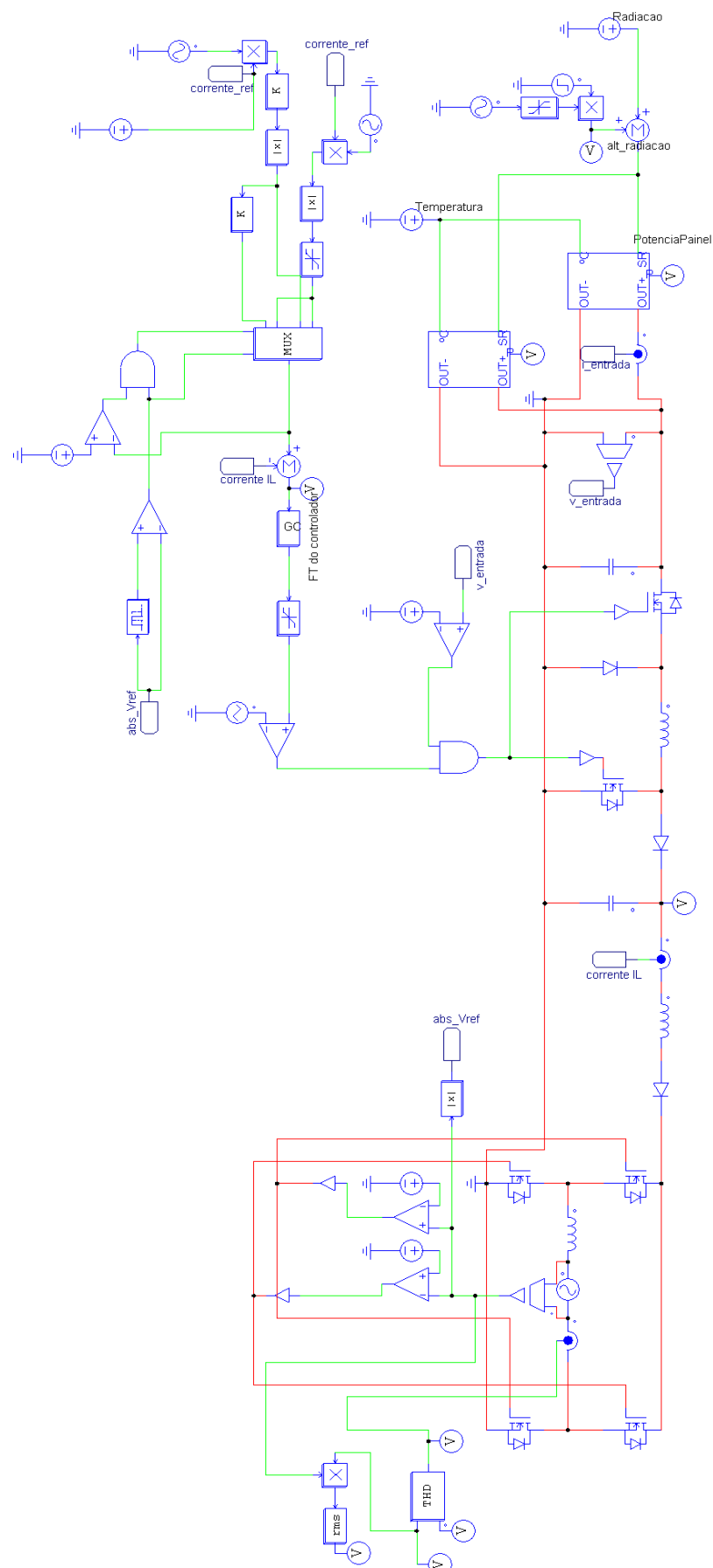


Figura 5.21: Modelo do conversor desenvolvido implementado em PSIM®

O esquema modelado em PSIM® do conversor proposto foi testado com o objectivo de verificar se as suas características estão de acordo com as especificações pretendidas.

No primeiro teste a radiação solar aplicada aos painéis fotovoltaicos manteve-se constante nos 1000 W/m^2 e com a uma temperatura de funcionamento também constante de 25°C . O índice de modulação escolhido para este teste foi 1.9.

Para analisar o controlador MPPT e a dinâmica do conversor modelado foi efectuado novo teste, mantendo as condições de funcionamento dos painéis fotovoltaicos constantes, com os valores de 1000 W/m^2 e 25°C , e o índice de modulação controlado pelo algoritmo MPPT.

Os últimos testes tiveram como objectivo analisar a dinâmica do controlador MPPT e do conversor modelado quando sujeitos a mudança de radiação solar e temperatura.

No primeiro caso, a temperatura dos painéis foi mantida constante nos 25°C e a radiação solar inicial de 1000 W/m^2 , sofre aos 0,5 segundos, de uma perturbação de meia sinusóide de amplitude 100 W/m^2 , até voltar aos 1000 W/m^2 em 1,5 segundos.

No segundo caso, a radiação é mantida constante nos 1000 W/m^2 e a temperatura inicial de 25°C , sofre aos 0,5 segundos, de uma perturbação sinusoidal de amplitude 10°C .

5.7.1 - Valor da referência de Corrente Constante

Como referido anteriormente, para o teste com o valor da referência constante, manteve-se as condições dos painéis fotovoltaicos constantes, tendo sido analisadas as principais ondas associadas ao conversor modelado.

Como é possível observar pela Figura 5.22, uma das características do conversor desenvolvido, é o facto de a bobina L_1 ser carregada por uma corrente mais de 5 vezes superior à corrente média fornecida pelos painéis fotovoltaicos, atingindo valores de pico superiores a 50A.

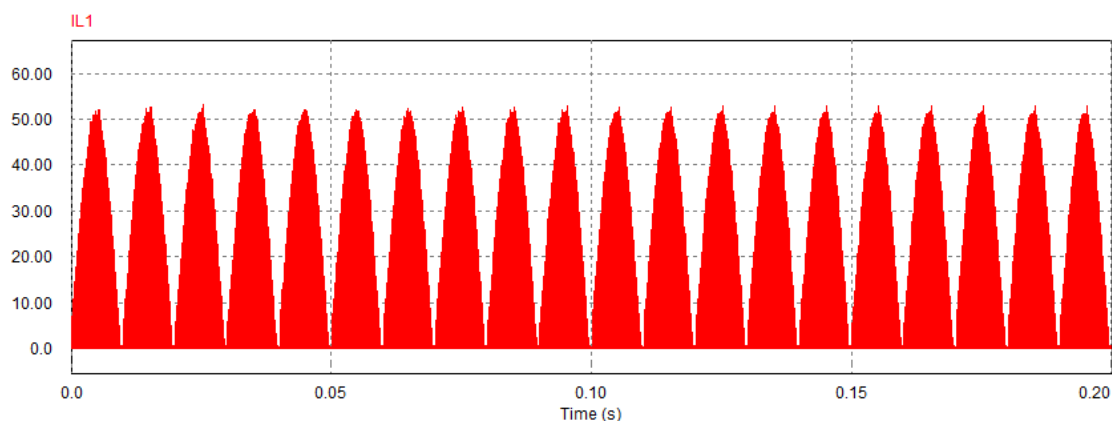


Figura 5.22: Corrente na bobina L_1

A Figura 5.23 apresenta a tensão do condensador C_1 . Como era pretendido apresenta uma ondulação baixa, de forma a manter a potência do painel estabilizada, quando fosse atingido o ponto de potência máximo.

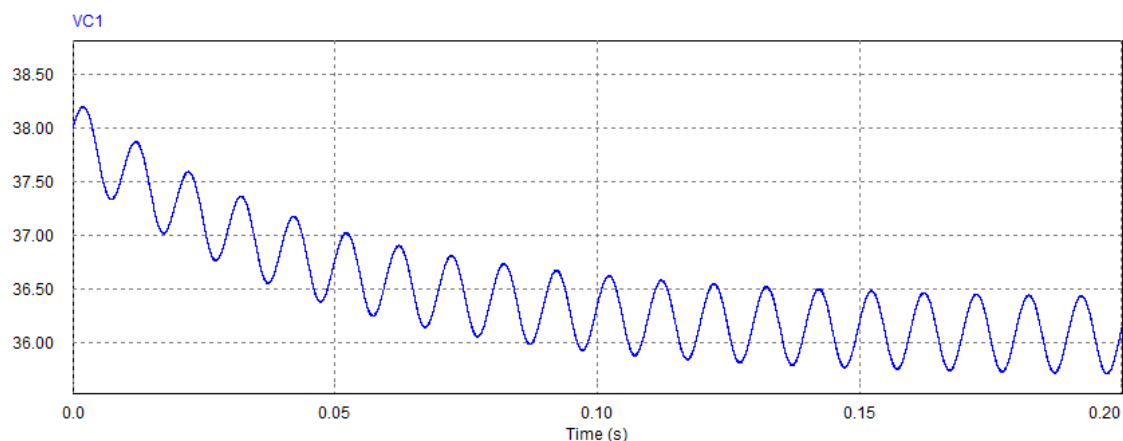


Figura 5.23: Tensão no condensador V_{C1}

Na Figura 5.24 está representada a corrente de saída do conversor, na bobina L_2 , antes da ponte H.

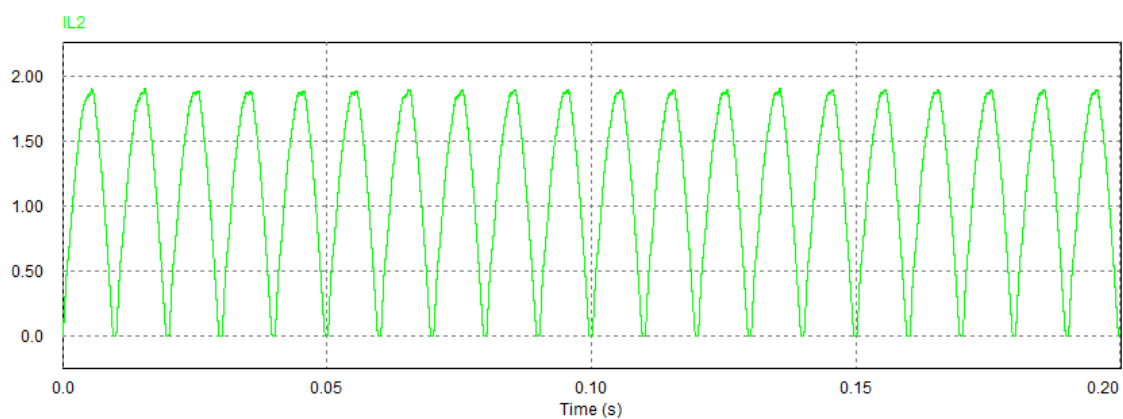


Figura 5.24: Corrente na bobina L_2

Como se pode observar o conversor cria uma onda de corrente sinusoidal rectificada. Com o auxílio da ponte H, quando a tensão da rede é negativa as arcadas são invertidas, gerando-se assim o sinal de corrente, i_L , ilustrado na Figura 5.25 que é injectada na rede.

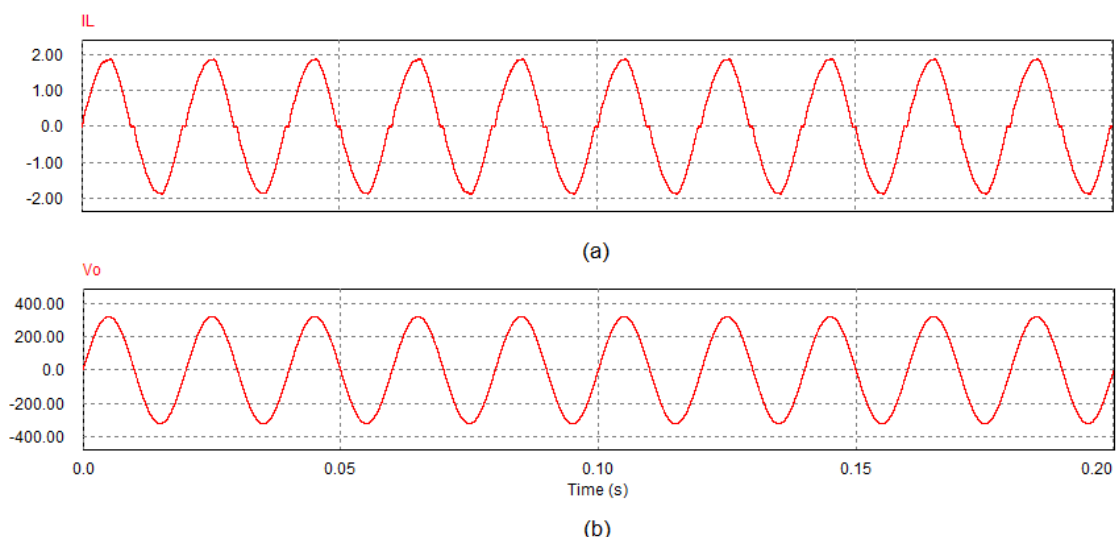


Figura 5.25: (a) Corrente à saída do conversor, i_L ; (b) Tensão saída do conversor;

Como era pretendido, obteve-se, à saída do conversor desenvolvido, uma onda de corrente sinusoidal, demonstrando a capacidade do conversor em transferir a potência gerada pelo painel fotovoltaico para a rede. A onda de corrente tem uma frequência de 50 Hz e uma corrente de pico de 1.90 A.

Da Figura 5.25 é ainda possível verificar que o sinal de tensão e o sinal de corrente estão em fase, apresentando por isso factor de potência unitário.

Na Figura 5.26 pode-se observar a resposta do conversor, quando aplicado um degrau de 1,9A, no valor da corrente de referência, no instante $t = 0.2$ segundos.

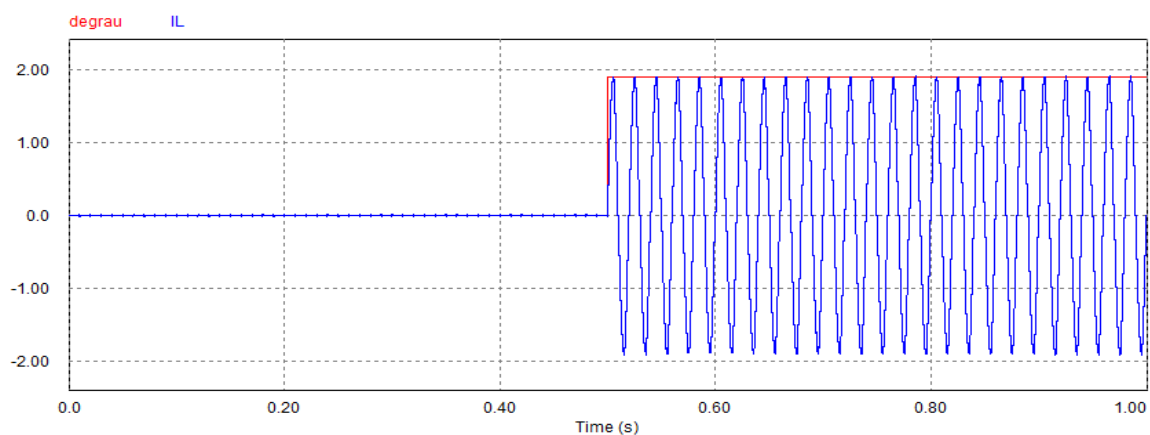


Figura 5.26: (a) Corrente à saída do conversor, i_L ; (b) Tensão saída do conversor;

Na Figura 5.27 pode-se ver que existe um erro médio, entre a onda de referência e a onda obtida de 0.2 A.

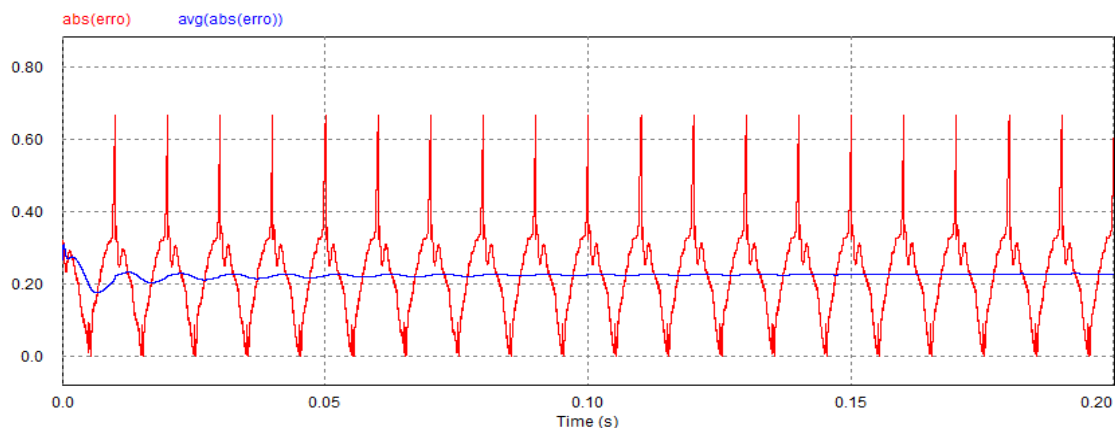


Figura 5.27: Erro Absoluto entre a corrente de referência e a corrente obtida e a sua média

Conclui-se que o conversor não é capaz de seguir instantaneamente a referência, apresentando um pico de erro máximo de 0,6 A.

Na Figura 5.28 está representada a tensão do condensador C_2 , elemento responsável pelo controlo da corrente na bobina L_2 . Verifica-se que, tal como pretendido, a tensão aos terminais deste elemento segue a tensão instantânea da rede.

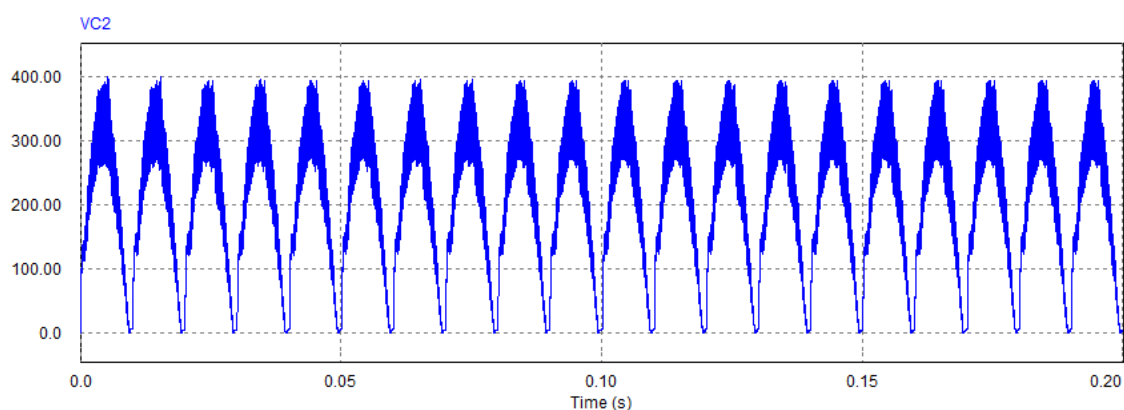


Figura 5.28: Tensão no condensador C_2

A ondulação associada demonstra que a tensão pode ser rapidamente alterada pelo controlo, característica também pretendida para este elemento.

Uma das características pretendidas para o conversor proposto era que este cumprisse as principais normas que regulamentam a ligação de sistemas fotovoltaicos à rede. Uma das medidas do sinal ao qual são impostos limites é o THD, "*Total Harmonic Distortion*", uma variável que indica a quantidade de distorção harmónica presente no sinal.

Os harmónicos são componentes sinusoidais de uma tensão ou corrente alternada, com uma frequência igual a um múltiplo inteiro da frequência do sistema. São componentes de alta frequência que, quando injectadas no sistema eléctrico, afectam directamente o

fornecimento de energia, seja na qualidade da energia ou na operação da concessionária e do próprio consumidor.

Existem vários índices usados para indicar o conteúdo harmónico de uma forma de onda. Um dos índices mais comuns é o que mede o nível de harmónicos através de THD - taxa de distorção harmónica [10]. A THD é a medida do grau de distorção de uma onda em relação a uma corrente pura. A THD tem valor nulo quando se trata de sinusóide pura com frequência fundamental. A THD para tensão é definida como:

$$THD_V = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2} V_h^2} \cdot 100 \quad \% . \quad (5.36)$$

A THD para a corrente é definida como:

$$THD_I = \frac{1}{I_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2} I_h^2} \cdot 100 \quad \% . \quad (5.37)$$

Na Figura 5.29 estão representados os principais harmónicos do sinal de corrente. Observa-se na figura a componente fundamental a 50 Hz mas também outras componentes, sendo as dominantes os harmónicos a 150 e 250 Hz. Verifica-se que a componente a 150 Hz apresenta 0.089 A de amplitude ou seja, aproximadamente 5 % da componente fundamental. A componente a 250 Hz apresenta 0.0272 A, aproximadamente 1.5% da componente fundamental.

A amplitude da componente a 150 Hz, apresenta um valor superior ao legislado, que é de 4%, sendo esta a característica que justifica o THD máximo da corrente obtida.

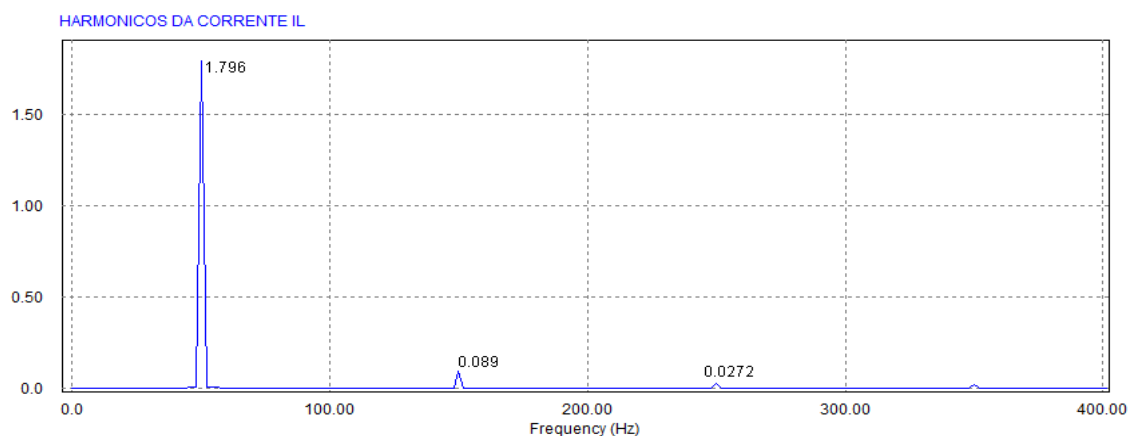


Figura 5.29: Harmónicos de corrente de saída do conversor

5.7.2 - Controlo MPPT mantendo as condições de funcionamento dos painéis constantes

O teste seguinte serviu para analisar a resposta do controlador MPPT implementado e verificar a dinâmica do conversor. O controlador MPPT foi colocado a uma frequência baixa para permitir a estabilização do circuito sempre que sucede uma alteração do índice de modulação.

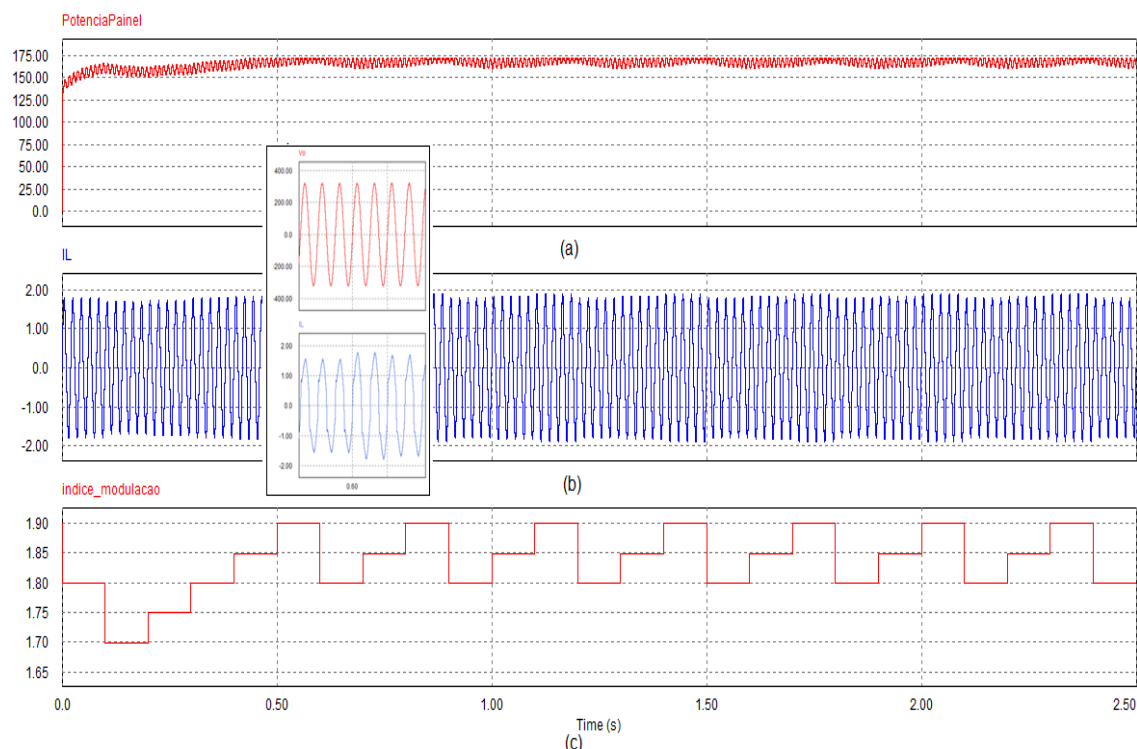


Figura 5.30: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M .

Na Figura 5.30 (a) observa-se como a resposta da curva de potência do painel fotovoltaico se altera devido ao aumento do índice de modulação aplicado à referência de corrente por parte do controlador MPPT.

Sempre que o painel atinge o ponto de potência máximo, o controlo MPPT decrementa o valor do índice de modulação em 0.1, Figura 5.30 (c), impedindo assim que o conversor entre num estado instável, distorcendo a onda de corrente de saída. Voltando para uma zona de funcionamento segura, o controlo MPPT volta a aumentar o índice de modulação em busca do ponto de potência máximo.

Na Figura 5.30 (b) verifica-se que a onda de corrente da saída continua sinusoidal mas agora o pico de corrente é variável. Esta característica deve-se ao controlo MPPT implementado que vai alterando o índice de modulação aplicado à referência de corrente, para ir ao encontro do máximo de potência do painel fotovoltaico.

Na Figura 5.30 fez-se uma ampliação da corrente I_L e da tensão de saída durante um pequeno intervalo de tempo para verificar que estas duas grandezas estão em fase como pretendido.

É também possível verificar que durante o período testado, não houve distorção da onda de corrente, concluindo-se que o controlo MPPT está a impedir que a tensão dos painéis fotovoltaicos ultrapasse a tensão que fornece o ponto de potência máximo, como pretendido.

5.7.3 - Controlo MPPT com variação da Radiação Solar e Temperatura constante

O teste seguinte serviu para analisar a resposta do controlador MPPT implementado e de todo o sistema quando ocorre uma variação da radiação solar. O controlador MPPT foi colocado a uma frequência baixa para permitir a estabilização do circuito sempre que sucede uma alteração do índice de modulação.

Os dois painéis fotovoltaicos foram afectados pela mesma variação da radiação, sendo representada na Figura 5.31. Esta variação visou simular um decréscimo temporário da radiação solar.

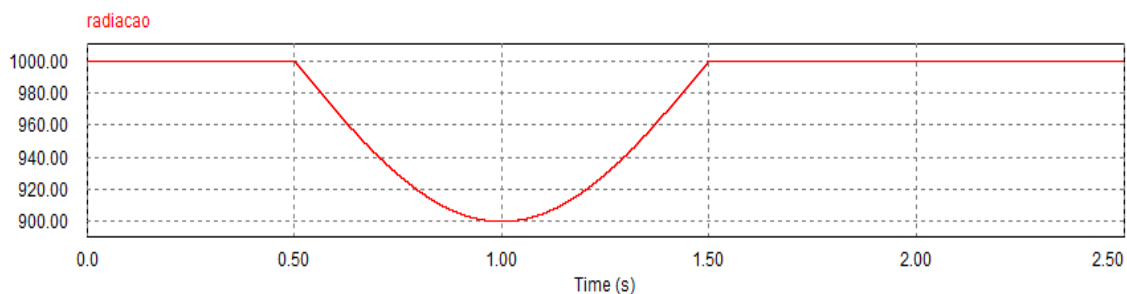


Figura 5.31: Radiação solar aplicada aos painéis fotovoltaicos

Nestas condições obtiveram-se os seguintes resultados:

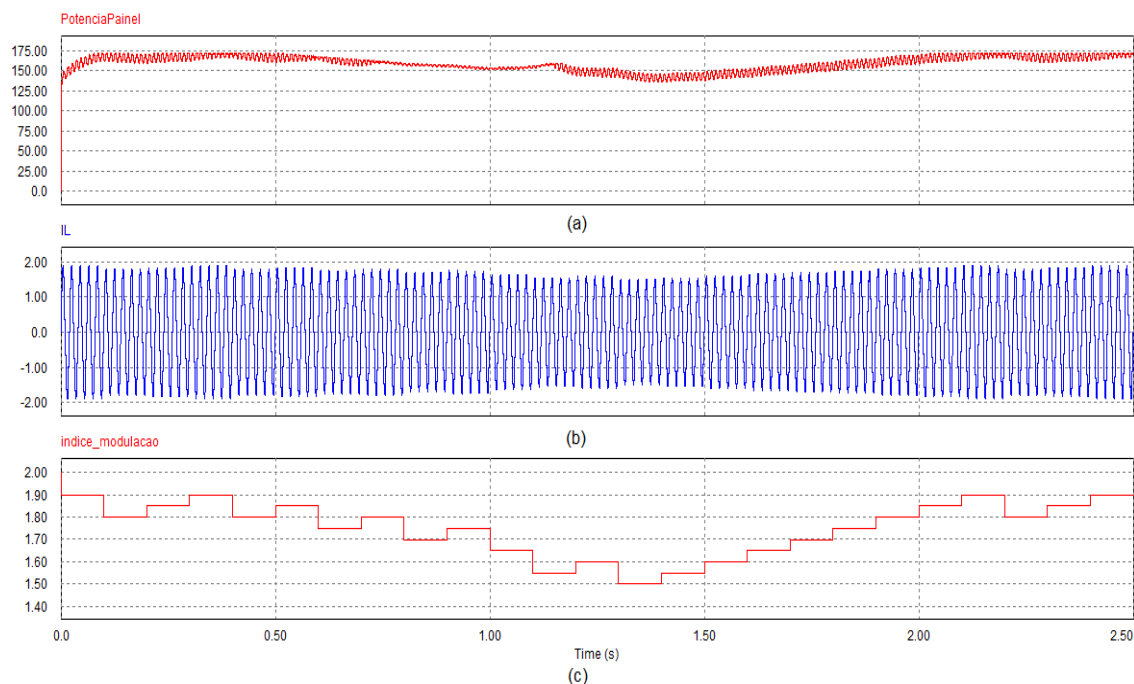


Figura 5.32: Variação da radiação solar com a temperatura constante: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M .

Pode-se verificar através da Figura 5.32 (c) que o índice de modulação aplicado à referência de corrente, segue a curva da variação da radiação solar da Figura 5.31. Analisando numa primeira fase, a diminuição da radiação, verifica-se uma descida da potência dos painéis, Figura 5.32 (a), e uma consequentemente diminuição do índice de modulação.

Desta forma o controlo garante que não é pedido, pelo conversor, mais potência do que a disponível nos painéis fotovoltaicos.

Numa segunda fase, a radiação aumenta e com ela a potência disponível nos painéis fotovoltaicos. O controlo detecta esse fenómeno e aumenta o índice de modulação em busca do ponto de potência máximo dos painéis fotovoltaicos.

Na Figura 5.32 (b) está representada a corrente de saída do conversor verificando-se que segue a curva do índice de modulação que é aplicada à referência de corrente. Não foi detectado, no período de teste, nenhuma distorção de onda, concluindo-se que o controlo MPPT está a manter a tensão do painel abaixo da que fornece a potência máxima, tal como pretendido, sendo essa característica uma acção das modificações do índice de modulação e não nas alterações da radiação solar.

Conclui-se assim que o controlo MPPT apresenta uma dinâmica que lhe permite seguir as variações registadas na radiação solar, mantendo o conversor na zona de funcionamento estável.

5.7.4 - Controlo MPPT com variação da Temperatura e Radiação Solar constante

Finalmente, o teste seguinte serviu para analisar a resposta do controlador MPPT implementado e de todo o sistema quando ocorre uma variação de temperatura.

Os dois painéis fotovoltaicos foram afectados pela mesma variação, sendo representada na Figura 5.33.

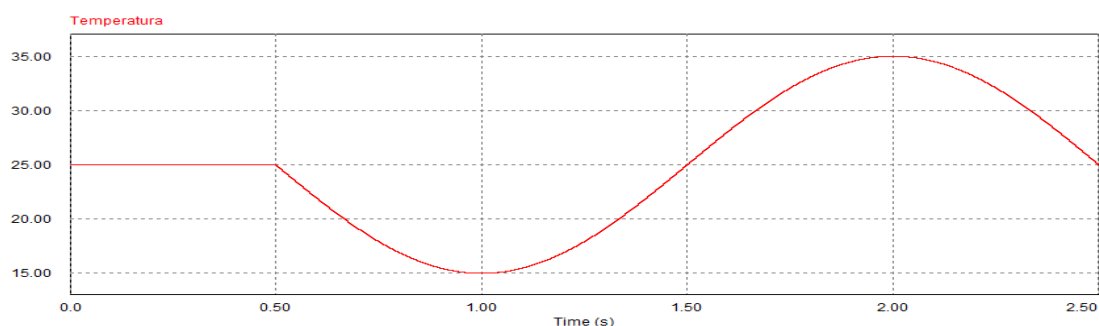


Figura 5.33: Temperatura aplicada aos painéis fotovoltaicos

Nestas condições obtiveram-se os seguintes resultados:

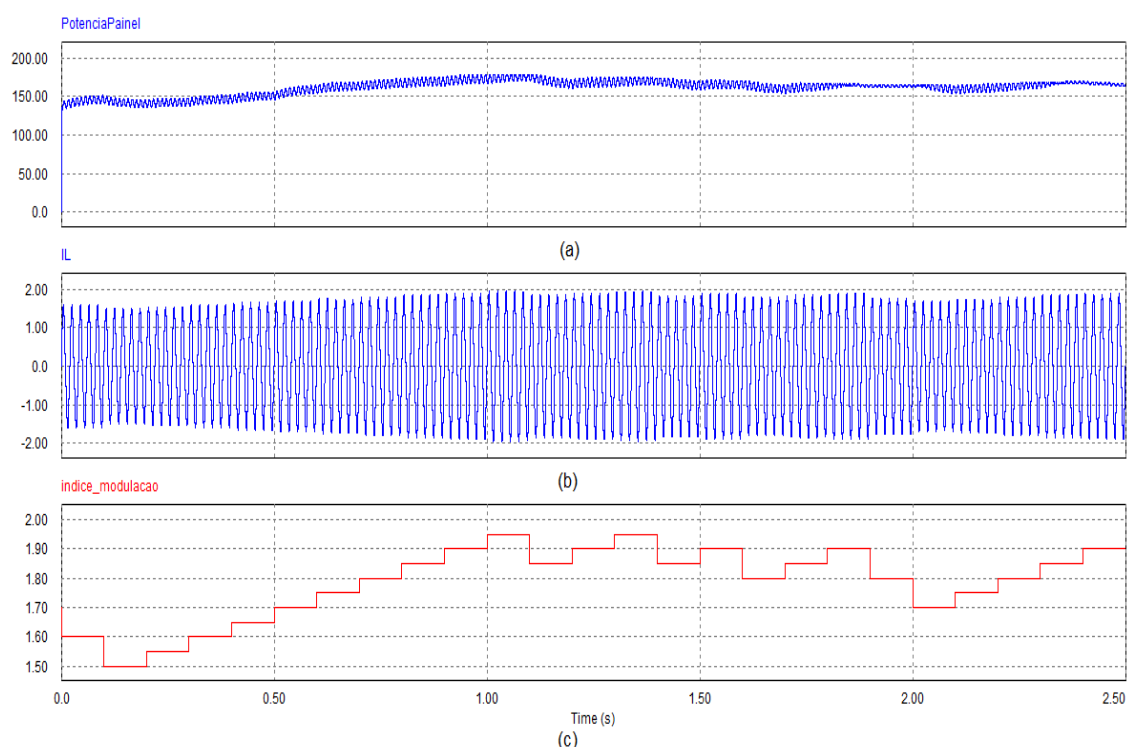


Figura 5.34: Variação da temperatura com a radiação solar constante: (a) Potência do painel; (b) Corrente à saída do conversor, i_L ; (c) Índice de modulação, M .

Pode-se verificar através da Figura 5.34 (c) que o índice de modulação aplicado à referência de corrente, segue a curva da variação da temperatura. Analisando a Figura 5.33, numa primeira fase, com a diminuição da temperatura, verifica-se um aumento da potência dos painéis, Figura 5.34 (a), e um conseqüentemente aumento do índice de modulação em busca do ponto máximo.

Numa segunda fase, a temperatura aumenta e com ela diminui a potência disponível nos painéis fotovoltaicos, pois há uma maior agitação e recombinação dos portadores, diminuindo a tensão da célula. O controlo detecta esse fenómeno e diminui o índice de modulação.

Na Figura 5.34 (b) está representada a corrente de saída do conversor verificando-se que segue a curva do índice de modulação que é aplicada à referência de corrente. Não foi detectado, no período de teste, nenhuma distorção de onda, concluindo-se que o controlo MPPT está a manter a tensão do painel abaixo da que fornece a potência máxima, tal como pretendido, sendo essa característica uma acção das modificações do índice de modulação e não nas alterações da radiação solar.

Conclui-se assim que o controlo MPPT apresenta uma dinâmica que lhe permite seguir as variações registadas na temperatura, mantendo o conversor na zona de funcionamento estável.

5.7.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os requisitos necessários para o projecto de conversores com realimentação das grandezas de saída. Foram estudados quais os parâmetros que mais influenciam a malha de realimentação e os seus efeitos na resposta do sistema.

Foram ainda apresentadas diversas alternativas, para a topologia de compensador a utilizar, sendo elas o compensador por avanço de fase, o compensador por atraso de fase e o compensador por avanço e por atraso de fase.

Estas topologias foram comparadas sob o ponto de vista dos seus efeitos na resposta final do sistema. Abordaram-se igualmente quais os principais pressuposto para o dimensionamento de um destes conversores. A teoria exposta foi utilizada para se calcular um compensador para o controlo da corrente de saída do conversor proposto.

O conversor com o respectivo controlo apresentado satisfaz as características necessárias para transferir a energia de painéis fotovoltaicos para uma rede eléctrica com o máximo de qualidade possível.

O sistema final apresenta, contudo, um valor um pouco elevado do THD máximo de corrente, por acção da baixa corrente gerada, que pode ser tolerado em consequência da boa resposta dinâmica.

Assim, conclui-se que o compensador projectado neste capítulo é adequado para os objectivos do trabalho em análise.

Capítulo 6

Conclusões e Desenvolvimento Futuro

Neste capítulo será analisado o trabalho desenvolvido relativamente aos objectivos cumpridos. Cada um dos objectivos propostos será analisado e verificado se o mesmo foi atingido de forma satisfatória ou não. Caso não tenha sido satisfatório o seu cumprimento é feita uma reflexão em que se indicam as causas e o que deveria ser alterado. No final do capítulo são apresentados possíveis desenvolvimentos futuros e discutidas possibilidades de melhoria do trabalho desenvolvido.

6.1 - Conclusões

O projecto de dissertação apresentado tinha como objectivo final a continuação do desenvolvimento de um conversor para aplicar a um sistema de conversão de energia fotovoltaico e a sua simulação. Para que o seu desenvolvimento fosse efectuado de forma rápida e com resultados muito aproximados da realidade, foram utilizadas ferramentas de simulação específicas para circuitos de potência (PSIM[®]).

A primeira etapa do trabalho realizado consistiu no estudo do conversor já desenvolvido [27] e consequente desenvolvimento. Os modelos de simulação de painéis fotovoltaicos utilizados nesta tese resultaram desse estudo. A existência deste bloco permitiu, durante o desenvolvimento do conversor, realizar simulações de circuitos fotovoltaicos tendo acesso às características particulares de um painel fotovoltaico, tornando os resultados obtidos mais próximos da realidade.

Para validar o funcionamento dos modelos desenvolvidos foram apresentados os testes experimentais com o painel fotovoltaico da marca BP Solar, modelo 7170S, tendo sido comparados os resultados obtidos com os da simulação. Concluiu-se que o modelo de

simulação implementado apresentava resultados muito próximos dos obtidos experimentalmente, tendo-se verificado um erro máximo de 8% sobre I_{SC} .

Numa segunda etapa do trabalho de dissertação apresentado, estudou-se aprofundadamente o conversor da Figura 4.1 já desenvolvido [27] para aplicar a um sistema de conversão de energia fotovoltaico *single-stage*. Este estudo, visou verificar que o conversor estava de acordo com as regulamentações em vigor e que garantia uma conversão eficiente, capaz de amplificar e gerar uma onda de corrente sinusoidal, possuir factor de potência unitário à saída e controlo MPPT.

Das conclusões retiradas e com o auxílio do software de simulação PSIM[®] foram optimizados os valores de cada um dos elementos, recorrendo a métodos empíricos.

Para que o modelo de conversor desenvolvido fosse validado em todas as vertentes associadas a um sistema fotovoltaico, foi simulado com um método MPPT. Foi seguido o algoritmo *Hill Climbing* com uma modificação para satisfazer as necessidades do conversor. Este algoritmo foi implementado em PSIM[®], com um circuito analógico.

O método de controlo do conversor adoptado neste sistema foi o método da realimentação, onde os valores da saída são observados e o ciclo activo compensado, para se obter na saída os valores da referência constantes. É um método de controlo simples e conduz a resultados relativamente satisfatórios. O controlador apresenta uma boa resposta transitória, apresentando contudo um valor assinalável de oscilação da rejeição a perturbações.

Para a validação do conversor desenvolvido e do método MPPT implementado foram realizados diversos testes, permitindo verificar as principais características associadas ao sistema.

O primeiro teste tinha como objectivo verificar o funcionamento do conversor. Verificou-se que os resultados de simulação permitiram realizar a transferência de potência do painel fotovoltaico para a rede eléctrica a partir da injeção de uma onda de corrente sinusoidal controlada pelo conversor desenvolvido. Durante os testes foi verificado que a onda de corrente apresentava uma componente harmónica baixa.

Em seguida foram efectuados testes ao controlo MPPT, com e sem variação de radiação solar. Concluiu-se que o controlo MPPT implementado permite o controlo da potência pedida ao painel mantendo-a muito próxima do máximo permitido. Verificou-se também que o ponto de potência máximo do painel nunca foi ultrapassado, característica que levaria à distorção da onda de corrente de saída.

A simulação de todos os sistemas analisados permite concluir sobre a validade do projecto implementado. Todos os subsistemas funcionam correctamente em conjunto e os métodos de controlo são satisfatórios. Com isto se conclui sobre a validade do projecto verificando-se que o conversor desenvolvido é capaz dos objectivos pretendidos e que é uma alternativa possível

para ser usada em sistemas de conversão de energia fotovoltaicos *single-stage*, mais propriamente para sistemas de conversão fotovoltaicos domésticos.

6.2 - Desenvolvimentos Futuros

O desenvolvimento do conversor apresentado não deverá terminar com a entrega desta tese, mas deverá continuar usando as informações recolhidas como ponto de partida para a continuação do seu desenvolvimento.

Como complemento ao trabalho desenvolvido pode-se efectuar o dimensionamento dos componentes do conversor e realizar a implementação prática do sistema. Esta implementação servirá para comprovar a aplicabilidade do sistema proposto.

A implementação de sistemas de protecção para o conversor, será também um bom incremento ao trabalho.

Para concluir pode-se também realizar o projecto e teste de um controlador digital.

Estes desenvolvimentos permitirão aumentar a qualidade do sistema proposto bem como estudar com maior detalhe as principais características determinantes para o seu controlo.

Referências

- [1] *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*, Grupo de Trabalho de Energia Solar-GTES, CEPEL-CRESESB.
- [2] N. FRAIDENRAICH, F. LYRA, “*Energia Solar: Fundamentos e Tecnologia de Conversão Heliotérmica e Fotovoltaica*”, Editora Universitária da UFPE, 1995.
- [3] H. P. THOMAS, B. KROPOSKI, P. MCNUTT, C. E. WITT, W. BOWER, R. BONN, T.D. HUND, “Progress in Photovoltaic System and Component Improvements”. *National Renewable Energy Laboratory/U.S. Department of Energy*, July 1998.
- [4] “International Energy Outlook 2003,” <http://www.eia.doe.gov/oiaf/ieo/electricity.html>, 29 Maio de 2009.
- [5] M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Teodorescu, and Z. C. Aalborg, “Power Converters and Control of Renewable Energy Systems,” in *The 6-th International Conference on Power Electronics*, 2004.
- [6] Dalton F. Santos - A Crise Energética Enforça o Imperialismo - Geopolítica do Petróleo, Perspectiva Global na Produção e Depleção das Reservas de Petróleo do Mundo, 2006.
- [7] Oil Shockwave - Oil Crisis Executive Simulation. National Commission on Energy Policy and Securing America's Future Energy. 2005
- [8] B. S. Prasad, S. Jain, and V. Agarwal, “Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter,” *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 23, pp. 128-137, 2008
- [9] H. Haeberlin, “Evolution of Inverters for Grid connected PV systems from 1989 to 2000”, Proc. of Photovoltaic Solar Energy Conference, 2001.
- [10] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, Third Edition ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [11] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.

- [12] L. Wuidart, "Topologies for switched mode power supplies," ST Microelectronics, 1999.
- [13] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 753-762, 2007.
- [14] F. Blaabjerg, C. Zhe, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.
- [15] X. Weidong, W. G. Dunford, P. R. Palmer, and A. Capel, "Regulation of Photovoltaic Voltage," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1365-1374, 2007.
- [16] N. Kasa, T. Iida, H. Iwamoto: 'Maximum power point tracking with capacitor identifier for photovoltaic power system', *IEE Proc., Electr. Power Appl.*, 2000, 147, (6), pp. 497-502
- [17] B. K. Bose, P. M. Szczesny, and R. L. Steigerwald, "Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, pp. 1182-1191, 1985.
- [18] X. Weidong and W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 1957-1963 Vol.3.
- [19] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 142, pp. 59-64, 1995.
- [20] K. Kobayashi, H. Matsuo, and Y. Sekine, "An excellent operating point tracker of the solar-cell power supply system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 495-499, 2006.
- [21] S. Jain and V. Agarwal, "A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 16-19, 2004.
- [22] H. S. H. Chung, K. K. Tse, S. Y. Ron Hui, C. M. Mok, and M. T. Ho, "A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuk converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 717-724, 2003.
- [23] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 21, pp. 562-568, 2006.
- [24] T. Eram, J. W. Kimball, P. T. Krein, P. L. Chapman, and P. Midya, "Dynamic Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays Using Ripple Correlation Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1282-1291, 2006.

- [25] P. T. Krein, "Ripple correlation control, with some applications," in *Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on*, 1999, pp. 283-286 vol.5.
- [26] Z.M. Salameh, D. Fouad and A. William: 'Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems', *Solar Energy*, 1991,46, (5), pp. 279-282
- [27] A. N. M. Silva, "Sistema de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica," in *Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores*. Porto: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.
- [28] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, "Principles of Power Electronics," *Cap. 11, Dynamics and Control*.
- [29] R. W. Erickson and d. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," *Cap. II, Converter Dynamics and Control*, 2001.
- [30] D. S. Oliveira and L. C. Tomaselli, "Estudo de um conversor CC-CC buck-boost," *Instituto de Eletrônica de Potência e Universidade Federal de Santa Catarina*.
- [31] Ogata, K., *Engenharia de controle moderno*. 3a Edição, Prentice-Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 1995.
- [32] M. R. Patel, *Wind and Solar Power Systems - Design, Analysis, and Operation*, Second Edition ed. CRC Press: Taylor & Francis Group, 2006.
- [33] R. H. Rosembach, "Conversor cc-cc bidirecional buck-boost atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico," in *Setor de Tecnologia*. vol. Master Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2004, p. 125.
- [34] F. Nakanishi, T. Ikegami, K. Ebihara, S. Kuriyama, and Y. Shiota, "Modeling and operation of a 10 kW photovoltaic power generator using equivalent electric circuit method," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*, 2000, pp. 1703-1706.
- [35] R. Chenni, M. Makhoulf, T. Kerbache, and A. Bouzid, "A detailed modeling method for photovoltaic cells," *Energy*, vol. 32, pp. 1724-1730, 2007.
- [36] E. Roman, P. Ibanez, S. Elorduizapatarietxe, R. Alonso, D. Goitia, and I. M. de Alegria, "Intelligent PV module for grid-connected PV systems," in *Proc. IEEE IECON*, 2004, pp. 3082-3087.
- [37] A. Massi Pavan, S. Castellan, S. Quaia, S. Roitti, G. Sulligoi, "Power Electronic Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Systems: Centralized or String Inverters?," in *Proc. of ICCEP - Int. Conf. on Clean Electrical Power - Capri (Italy)*, 21-23 May 2007, pp. 208-214.
- [38] G. F. Rodrigues, J. Imhoff, H. TOMAS, H. L. HEY, "ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS CUSTOS DE EXTENSÃO," in *XIX Congresso Regional de Iniciação Científica e*

- Tecnológica em Engenharia, 2004, Curitiba - PR. XIX Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia, 2004.
- [39] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V.G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview", *Proc. of PESC '02*, 2002, Vol. 4, pp. 1995 - 2000.
 - [40] M. Meinhardt and G. Cramer, "Multi-String Converter: The next step in evolution of String-Converter Technology," in *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2001.
 - [41] K. C. Oliveira, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," in *VII INDUSCON*, 2006.
 - [42] J.H.R. Enslin, M.S. Wolf, D.B. Snyman, and W. Swiegers. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 44, 769-773, Dec. 1997.
 - [43] D. B. Snyman and J. H. R. Enslin, "Simplified maximum power point controller for PV installations," *Proc. 2nd IEEE Photovoltaics Specialists Conf. (PVSC-'93)* Louisville, KY, pp. 1240-1245, 1993.
 - [44] D.P. Hohm and M.E. Ropp, Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed, *Proc. Photovoltaic Specialist Conference*, 2000, pp. 1699- 1702.
 - [45] Y.-T. Hsiao and C.-H. Chen, "Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power System," in *Industry Applications Conference*, vol. 2, 2002, pp.1035 - 1040.
 - [46] K. C. A. Souza, F. R. Coelho, F. Valore, "A single-phase grid-connected PV system with active power filter", *In: 9º Congresso Brasileiro de Electrónica de Potência*, 2007, Blumenau. 9TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2007. p. 480-484.
 - [47] J. Imhoff, "Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos", in *Centro de Tecnologia de Engenharia Elétrica*. Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria, 2007.